corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale 23 - 30 settembre 1961 - un fascicolo lire 150 49° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

CIRCUITI RELATIVI alle ONDE CORTISSIME ed ULTRACORTE

I principi di funzionamento degli amplificatori usati nella gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz non sono molto differenti, in linea di massima, da quelli già da noi considerati nello studio degli amplificatori funzionanti con frequenze minori. Tuttavia, le caratteristiche dei diversi componenti (che conosceremo meglio nella lezione prossima), e le necessarie regolazioni al fine di consentire un funzionamento stabile e soddisfacente, particolarmente verso l'estremità più alta della gamma U.H.F., sono notevolmente più critiche.

La differenza di funzionamento di questi amplificatori dipende dunque, in massima parte, dai valori reattivi introdotti dai componenti, piuttosto che da vere e proprie differenze nelle caratteristiche circuitali. Nell'effettuare la scelta tra le diverse parti disponibili, per costruire un circuito che presenti una determinata impedenza in una realizzazione pratica, è necessario tenere in considerazione diversi fattori; una data disposizione dei componenti — ad esempio — può consentire un rendimento migliore nei confronti di qualsiasi altra disposizione. In proposito, accenniamo al fatto che su queste frequenze si adottano quasi sempre **componenti a caratteristiche distribuite,** i quali differiscono dai componenti a noi noti, detti a **caratteristiche concentrate,** per il motivo che — costruttivamente — la caratteristica (induttanza, capacità, ecc.) è ottenuta sviluppando in modo appropriato le dimensioni del componente. Si dovrà quindi tener conto, in fase di progetto, delle nuove e spesso maggiori dimensioni, attuando a volte un compromesso tra esse ed il rendimento.

Anche per questa gamma di frequenze gli stadi amplificatori possono essere comuni amplificatori di tensione (sia nei trasmettitori che nei ricevitori) oppure stadi di amplificazione di potenza.

AMPIEZZA di BANDA

Gli amplificatori di tensione funzionanti su frequenze elevate possono essere del tipo a banda stretta o a banda larga. I tipi a larga banda implicano generalmente la presenza di un amplificatore sintonizzato, il quale funziona su una banda passante di almeno un megahertz. In questa gamma di frequenze, gli amplificatori a larga banda sono impiegati sia come stadi di Media Frequenza, che come amplificatori a radiofrequenza. Ovviamente, l'ampiezza di banda è in stretta relazione col tipo di informazione che si desidera venga trasmesso o ricevuto. Allorchè un amplificatore deve consentire il passaggio di segnali di natura complessa, come ad esempio nelle applicazioni del « radar » che a suo tempo conosceremo, (e come nel caso della televisione) l'ampiezza di banda deve essere notevolmente maggiore che non per la trasmissione della sola voce o anche della musica, (come nel caso delle trasmissioni a carattere commerciale).

Sappiamo che una certa *tensione di rumore* è associata all'impiego dei circuiti radio e dei relativi componenti come resistenze, conduttori, valvole, condensatori ecc., e che essa ha origine a causa del movimento naturale degli elettroni. Detto rumore aumenta con lo aumentare della temperatura, e si distribuisce uniformemente attraverso l'intero spettro delle frequenze. A causa di questa distribuzione uniforme del rumore termico, esiste una relazione diretta tra l'ampiezza della banda passante dell'amplificatore e l'intensità del rumore presente in uscita. Negli amplificatori a larga banda, con l'aumentare dell'ampiezza di banda il rumore aumenta, con la conseguenza di un rapporto segnale-rumore meno soddisfacente che non negli amplificatori a banda stretta. Per questo motivo, l'ampiezza di banda viene normalmente contenuta nel minimo possibile, compatibilmente con le altre esigenze del circuito. Nei casi in cui si richiedano contemporaneamente una certa ampiezza di banda ed un notevole guadagno, non è opportuno usare circuiti di amplificazione a sintonia fissa e ad alto rendimento, in quanto si ha un notevole rumore termico. Uno dei metodi che consentono di migliorare il rapporto segnale-rumore, ad esempio negli amplificatori di Media Frequenza, consiste nell'impiego, per altro già noto al lettore, della *sintonia sfalsata,* mediante la quale i diversi circuiti accordati vengono tarati su frequenze leggermente diverse.

La **figura 1** illustra il responso totale di un amplificatore di Media Frequenza a larga banda, oltre al responso e al guadagno di ogni singolo stadio. In questo caso, lo stadio *C* ha un *Q* relativamente basso, ed un basso guadagno di tensione. Esso è sintonizzato sulla frequenza di 23,4 MHz, che è appunto la frequenza centrale desiderata. Gli stadi *B* e *D* hanno un *Q* leggermente più alto ed un guadagno maggiore che non lo stadio *C*. Essi sono sintonizzati sulle frequenze di 22,3 e 24,5 MHz, ossia leggermente al di sotto e al di sopra della frequenza centrale. Gli stadi *A* ed *E* sono caratterizzati da un *Q* ancora più alto, ed hanno un guadagno di tensione maggiore di quello degli stadi *B* e *D*.

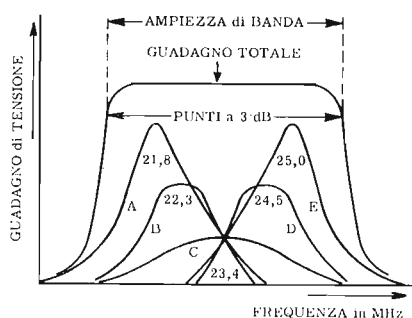



Fig. 1 - Curve separate di un amplificatore di Media Frequenza a larga banda, costituito da cinque stadi. Ciascuno di essi è sintonizzato su di una frequenza diversa; i valori di guadagno corrispondenti ai picchi corrispondono alla frequenza centrale di ogni singola banda. Si ha così la sintonia sfalsata, che consente di ottenere nel funzionamento generale la curva lineare ed orizzontale indicata come «guadagno totale».

Come si nota osservando la figura, essi sono sintonizzati su 21,8 e 25,0 MHz rispettivamente. La linea orizzontale rappresenta il guadagno totale, e la banda passante dell'intero amplificatore, che, come si nota, risulta lineare entro tre dB su tutti i valori di sintonia dei vari circuiti accordati.

La manutenzione degli amplificatori usati nella gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz richiede una certa attenzione. Le operazioni di messa a punto sono spesso critiche, e, in massima parte, gli accorgimenti tecnici sono ancora sconosciuti al lettore, in quanto non vengono presi in considerazione nei confronti dei circuiti funzionanti su frequenze più basse. Come regola generale, con l'aumentare della frequenza di funzionamento e dell'ampiezza di banda, le operazioni di regolazione degli stadi amplificatori, come pure degli amplificatori completi, diventano progressivamente più critiche. Ciò accade a causa della importanza maggiore di diversi fattori come — ad esempio — variazioni del valore dei componenti, induttanze e capacità parassite, ecc.

La stabilità di un amplificatore consiste nell'attitudine da parte dei diversi stadi e dei diversi componenti a mantenere le loro caratteristiche nonostante le eventuali vibrazioni meccaniche e le variazioni delle caratteristiche ambientali, (temperatura, umidità, ecc.). Per assicurare una certa stabilità negli amplificatori funzionanti su frequenze elevate, sono necessari particolari accorgimenti sia in fase di progetto, sia in fase di realizzazione. Occorre sempre tener presente che qualsiasi variazione delle caratteristiche elettriche, anche di un solo componente, o il semplice cattivo contatto di uno schermo, possono compromettere seriamente la stabilità di funzionamento.

La notevole amplificazione spesso richiesta negli apparecchi di dimensioni piccole, rende il problema del controllo delle eventuali reazioni particolarmente grave. Sebbene i triodi siano preferibili a causa del loro basso rumore, la notevole capacità presente tra placca e griglia causa fenomeni di reazione sufficienti a compromettere la stabilità di funzionamento. Ciò è particolarmente vero allorchè si opera nella gamma più alta delle frequenze considerate. In molti casi, si usano i sistemi di neutralizzazione già noti al lettore, al fine di consentire un funzionamento stabile su un'ampia gamma di frequenze.

AMPLIFICATORI di TENSIONE

Gli amplificatori di tensione — come sappiamo — hanno il compito di aumentare l'ampiezza dei segnali fino ad un valore sufficiente ad eccitare uno stadio rivelatore. Nei ricevitori, nei generatori di segnali, e negli strumenti di misura, il fattore più importante non è la potenza disponibile, bensì l'amplificazione di tensione, ossia l'ampiezza del segnale considerato, unitamente al rumore di amplificazione ed all'eliminazione dei segnali spuri che devono essere ridotti al minimo. Nel caso dei circuiti di trasmissione, gli amplificatori di tensione hanno invece il compito di elevare l'ampiezza del segnale prodotto dallo stadio oscillatore, affinchè questo raggiunga il valore necessario per pilotare lo stadio finale.

Quasi tutti gli amplificatori di tensione funzionano in classe *A*. I fattori di maggiore importanza dai quali dipende l'ammontare dell'amplificazione di tensione di ogni singolo stadio sono le caratteristiche intrinseche della valvola impiegata, le impedenze di ingresso e di uscita, e l'ampiezza di banda per la quale lo stadio è stato progettato. In alcuni circuiti, il fattore rumore può essere considerato un fattore limitante nella determinazione del guadagno di tensione. Tuttavia, oltre il primo ed il secondo stadio degli amplificatori in cascata, il fattore rumore è abbastanza basso in rapporto all'ampiezza del segnale in gioco, per poter essere trascurato.

Nel funzionamento con frequenze fino a 250 MHz, si possono adottare circuiti simili a quelli usati per frequenze inferiori. Il guadagno di tensione negli amplificatori aventi una banda passante di 2 o 3 MHz è compreso tra 40 e 50 alla frequenza di 30 MHz, e tra 8 e 10 per frequenze comprese tra 30 e 200 MHz. In queste gamme di frequenze è possibile usare con buon risultato i triodi, ma è più comune l'uso dei pentodi. Il guadagno di tensione di un triodo è notevolmente più basso, ciò che rende necessario l'uso di un maggior numero di stadi di amplificazione per ottenere il guadagno totale desiderato. Uno dei fattori limitanti nell'uso dei pentodi con frequenze elevate è l'elevato fattore rumore che ne deriva. In genere, i pentodi funzionanti su frequenze superiori a 250 MHz dànno un guadagno di tensione maggiore che non i triodi. Tuttavia, a causa dell'elevato fattore rumore, i pentodi non vengono

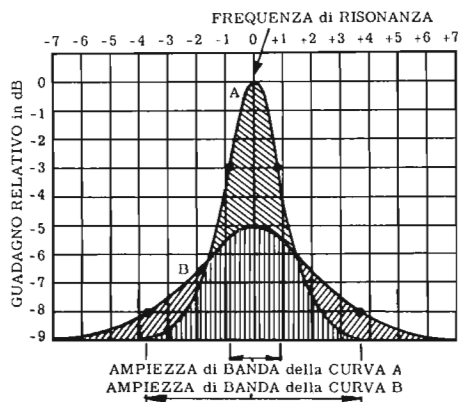



Fig. 2 - Col diminuire del Q aumenta l'ampiezza di banda; tuttavia l'area delle due curve (A e B) resta la medesima.

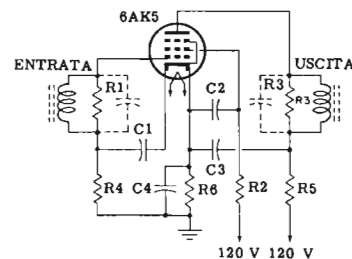



Fig. 3 - Esempio di stadio amplificatore di Media Frequenza a pentodo. Le resistenze R1 ed R3, connesse in parallelo ai due circuiti accordati, hanno il compito di stabilire la larghezza di banda.

usati all'estremità più alta della gamma di frequenze in corrispondenza della quale il livello di rumore raggiunge approssimativamente quello del segnale utile; ciò impedirebbe praticamente la ricezione.

Nella gamma di frequenze che si estende da 300 a 1.000 MHz, l'impiego dei triodi e dei *circuiti a caratteristiche riunite* (di cui ci occuperemo nella lezione prossima) diventa essenziale. E' possibile ottenere con i triodi un guadagno ed un fattore di rumore relativamente soddisfacenti, quando il livello del segnale è talmente basso da approssimarsi al livello del rumore presente nel circuito.

Oltre i 500 MHz, per ottenere un guadagno di tensione con un fattore rumore accettabile, è necessario ricorrere all'impiego di *circuiti a linee concentriche*, e di triodi speciali aventi particolari caratteristiche. Una delle caratteristiche dei circuiti a linee concentriche è la facilità con la quale è possibile ottenere effetti di schermatura e di isolamento nell'impiego delle valvole con griglia a massa.

Fino ad ora non sono stati costruiti dei pentodi adatti all'impiego in tali circuiti come amplificatori di tensione. Il guadagno di tensione che si può sperare di ottenere con i triodi mediante l'impiego di circuiti a linee concentriche non supera normalmente un valore compreso tra 3 e 12.

E' possibile ottenere una notevole amplificazione in corrispondenza dell'estremità inferiore della gamma, ma essa diminuisce rapidamente con l'aumentare della frequenza a causa della riduzione del Q del circuito e del rendimento della valvola.

Per aumentare l'ampiezza di banda di un circuito risonante, è necessario diminuire il Q, e ridurre così la amplificazione ottenibile. Ciò significa che il guadagno dello stadio o del circuito è inversamente proporzionale all'ampiezza di banda. Dal momento che quest'ultima aumenta col diminuire del guadagno, l'area della curva guadagno/responso, illustrata alla **figura 2**, rimane sempre la medesima. Per un dato circuito, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda assume un valore costante. Si può dimostrare matematicamente che, per uno stadio amplificatore a sintonia normale, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda equivale a g_m, ossia alla transconduttanza della valvola espressa in micromho, divisa per π volte il doppio della capacità totale del circuito espressa in picofarad.

Si ha pertanto:

$$\textit{guadagno} \times \textit{ampiezza di banda} = \frac{g_m}{2\pi C}$$

Consideriamo, ad esempio, un circuito in cui venga usato il pentodo 6AK5; la valvola ha una transconduttanza di 4.500 micromho, ed il fattore C, ossia la capacità totale del circuito, ammonta a 11 pF. Sostituendo tali valori nella formula, abbiamo:

$$\textit{guadagno} \times \textit{ampiezza di banda} = \frac{4.500}{6.28 \times 11} = 65.2$$

Di conseguenza, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda ammonta a 65,2 che è espresso in MHz. Ciò significa che, se l'ampiezza di banda richiesta è di 10 MHz, è possibile ottenere un guadagno di tensione pari a 65,2 : 10 = 6.52 in corrispondenza della frequenza centrale, ossia della frequenza di risonanza. Se l'ampiezza di banda è di 5 MHz, è possibile invece ottenere un guadagno pari a 65.2 : 5 = 13,04.

In un amplificatore consistente in una serie di stadi amplificatori in cascata a sintonia uniforme, tutti risonanti sulla medesima frequenza, il responso generale diventa più stretto con l'aumentare del numero degli stadi, e ciò grazie all'aumento della selettività, come abbiamo appreso nello studio dei ricevitori a circuiti accordati. Di conseguenza, l'ampiezza individuale di banda degli stadi deve essere notevolmente maggiore che non l'ampiezza di banda totale data dalla loro combinazione.

Se esaminiamo la formula enunciata precedentemente, notiamo che essa ci dimostra che la relazione tra la transconduttanza e la capacità è — in questo caso — la stessa che esprime il fattore di merito della valvola: ne consegue che, se le impedenze del circuito si mantengono costanti, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda in un amplificatore dipende dalla scelta della valvola. Se questa ha una transconduttanza elevata o una bassa capacità interelettrodica, il prodotto guadagno-ampiezza di banda aumenta.

Il FATTORE RUMORE

Il fattore rumore può costituire una valutazione del rendimento di un amplificatore o di un ricevitore, in base alla quale è possibile il confronto tra varie ver-

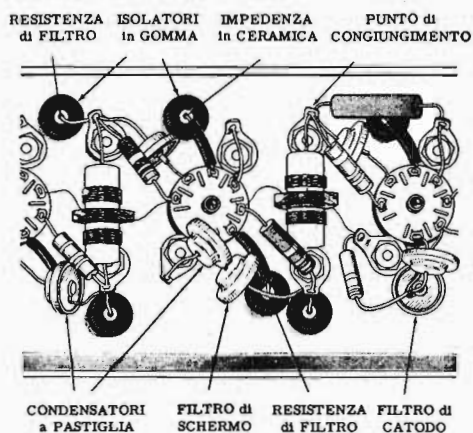



Fig. 4 - Esempio di disposizione dei componenti nella realizzazione di uno stadio del tipo illustrato alla figura 3. Dal momento che le resistenze passano attraverso il telaio metallico, tramite appositi passacavi in gomma, il circuito del segnale risulta schermato nei confronti del circuito di alimentazione. Si noti la forma particolare delle capacità, che sono — in questo caso — del tipo a « bottone ».

sioni del circuito, indipendentemente dal guadagno o dall'ampiezza di banda assoluti. Esso corrisponde al prodotto del reciproco del guadagno per il rapporto tra i livelli del rumore presente in uscita ed il rumore presente in entrata. Ciò può essere espresso matematicamente dalla seguente formula:

$$\text{fattore rumore} = \frac{1}{\text{guadagno}} \times \frac{\text{livello rumore uscita}}{\text{livello rumore entrata}}$$

Se si tengono nella dovuta considerazione i fattori limitanti, inerenti gli amplificatori di tensione che funzionano nella gamma di frequenze di cui ci occupiamo, il fattore rumore assume un'importanza notevole. Abbiamo visto che, nel funzionamento con frequenze più basse, il livello del rumore atmosferico è elevato nei confronti del rumore intrinseco del ricevitore, e che il rapporto segnale-rumore del segnale ricevuto è quasi sempre dovuto alle caratteristiche dell'antenna. Nei ricevitori progettati con cura, ciò è vero anche con le antenne più semplici fino alla frequenza di 50 MHz, purchè l'antenna e l'ingresso del ricevitore siano accoppiati adeguatamente tramite la linea di trasmissione.

Con antenne ad elevato guadagno, questo limite di frequenza è alquanto più alto. Nel funzionamento con le frequenze più elevate, il rumore facente parte di un segnale complesso proveniente dal circuito di ingresso e dal primo stadio di amplificazione ad Alta Frequenza, diventa il fattore limitante nel determinare sino a qual punto un segnale debole possa essere ricevuto in modo soddisfacente.

Nell'amplificazione di un segnale debole nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, il rapporto segnale-rumore viene determinato dalle caratteristiche di funzionamento del primo stadio amplificatore, in quanto tutti gli stadi successivi amplificano in modo eguale sia il segnale utile che il rumore. Una eccezione a questa affermazione si ha allorchè il secondo stadio agisce da mescolatore, poichè, in tal caso, esso fornisce un rumore interno considerevolmente più alto che non se il medesimo stadio funzionasse semplicemente come amplificatore. A volte, lo stadio mescolatore denota un fattore rumore talmente elevato, che si rende necessario farlo precedere da due stadi amplificatori ad Alta Frequenza, onde disporre di un livello del segnale di entrata allo stadio mescolatore sufficientemente alto da superare il livello del rumore prodotto.

Il fattore rumore prodotto da un determinato stadio dipende in parte dalla valvola usata, in parte dal tipo del circuito, e in parte dalla precisione con la quale è stata effettuata la messa a punto. Il fattore rumore ottenibile con una data valvola aumenta — ripetiamo — con l'aumentare della frequenza (a causa dell'induttanza del collegamento di catodo), del tempo di transito, e di altri fattori del genere.

ESEMPI di AMPLIFICATORI di TENSIONE

Esistono diversi circuiti per l'amplificazione di tensione, ciascuno dei quali è adatto per applicazioni particolari. Un circuito assai noto, per triodi, detto «**cascode**», che, tra breve esamineremo, è particolarmente adatto nei casi di segnale molto debole, in quanto è caratterizzato da un eccellente fattore rumore e da un guadagno paragonabile a quello di un pentodo, se si considerano entrambe le sezioni. Per contro, l'amplificatore a pentodo si adatta bene ai casi in cui un fattore rumore non del tutto soddisfacente risulta tollerabile, perchè il prodotto guadagno - ampiezza di banda è buono, nei confronti del circuito « cascode », e lo stadio è di più semplice realizzazione.

Amplificatore a pentodo per M.F., per 60 MHz — Lo schema di cui alla **figura 3** illustra uno stadio di questo tipo. Viene usato un pentodo del tipo *6AK5*, in quanto la frequenza di funzionamento è compresa entro i limiti di funzionamento di un pentodo. Il guadagno ammonta a circa 11 dB, il fattore rumore è accettabile, ed il circuito è semplice e di facile realizzazione. Per ottenere l'ampiezza di banda desiderata, vengono connesse ai capi del secondario del trasformatore di ingresso, e del primario del trasformatore di uscita, le due resistenze *R*1 ed *R*3. Il rapporto tra il *Q* del primario, e quello del secondario nel trasformatore interstadio, viene normalmente regolato al valore di 2.2 : 1, in quanto si è stabilito sperimentalmente che questo è il valore migliore per il massimo guadagno, che consente contemporaneamente la minima sensibilità alle variazioni del valore dei componenti.

La presenza di circuiti accordati sia nel circuito di griglia che in quello di placca aggiunge ulteriori vantaggi, e consente un miglior valore del prodotto guadagno-ampiezza di banda. L'accoppiamento induttivo

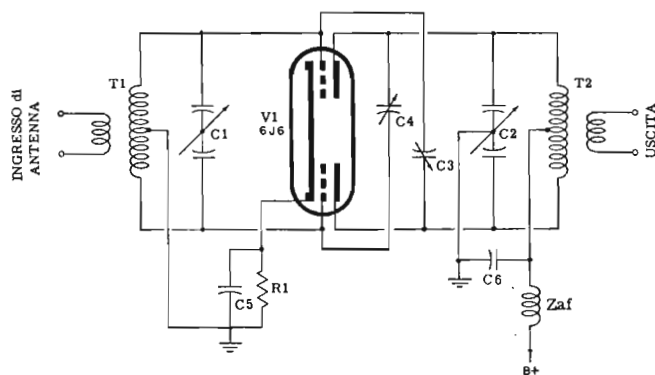



Fig. 5 - Esempio di stadio amplificatore di antenna del tipo a doppio triodo, montato in «push - pull». L'ingresso collegato alla linea di trasmissione bifilare, è bilanciato. L'accordo viene effettuato mediante la capacità C1, del tipo a farfalla, così come avviene per il circuito accordato di uscita (C2). Il rotore di questi variabili può essere connesso a massa, in quanto si trova sempre ad un potenziale neutro rispetto ai due segnali sfasati di 180°. La neutralizzazione è del tipo incrociato (C3 e C4).

elimina la presenza di una capacità di accoppiamento, diminuendo di conseguenza la costante di tempo del circuito di griglia.

I circuiti di ingresso e di uscita di uno stadio amplificatore sono più o meno indipendenti, poichè i circuiti accordati non devono necessariamente far capo direttamente a massa, bensì possono essere connessi a quest'ultima attraverso il catodo della valvola, tramite le capacità *C1* e *C3*. La valvola *6AK5* è provvista di due terminali separati, facenti entrambi capo al catodo; come si nota osservando lo schema di figura 3, uno di essi è usato per il circuito di ingresso, e l'altro per il circuito di uscita. Questo provvedimento consente di diminuire l'induttanza del collegamento di catodo, e — di conseguenza — porta ad un minore accoppiamento tra il circuito di entrata e quello di uscita, riducendo quindi la reazione indesiderabile che si verifica quando il collegamento di catodo è comune ai due circuiti. Il terminale a basso potenziale ad Alta Frequenza del circuito di griglia è isolato da massa tramite la resistenza *R4*, in parallelo alla quale si trova la capacità *C1*. I circuiti di placca e di schermo sono a loro volta filtrati dalle capacità *C3* e *C2*. *C4* filtra la tensione di catodo convogliando a massa il segnale ivi presente. Ciò rende minima la corrente ad Alta Frequenza circolante nel telaio, e riduce l'accoppiamento eventuale fra gli stadi dell'amplificatore.

Come vedremo meglio più avanti, vengono usati tipi particolari di condensatori e di resistenze. Le resistenze di placca e di schermo, in serie ai collegamenti di alimentazione, *R5* ed *R2*, passano attraverso dei passacavi in gomma applicati al telaio; in tal modo i circuiti di alimentazione restano isolati, o per meglio dire, schermati dal circuito ad Alta Frequenza a causa dell'interposizione del telaio stesso. La **figura 4** illustra la disposizione dei componenti adatta ad un amplificatore di questo tipo.

Amplificatore a triodi in controfase, neutralizzato — Sebbene il guadagno di tensione dei triodi sia generalmente più basso, e sebbene i circuiti relativi vengano complicati dalla necessaria presenza di dispositivi di neutralizzazione, essi vengono frequentemente impiegati negli amplificatori di tensione funzionanti nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, per ottenere un fattore rumore più soddisfacente.

Spesso si usa una coppia di triodi collegati in « push-pull » come stadio di ingresso di un amplificatore ad Alta Frequenza, in quanto questo sistema consente un metodo semplice per utilizzare il segnale di ingresso fornito da un'antenna impiegata con linea di trasmissione bilanciata. La **figura 5** illustra uno stadio amplificatore di questo tipo, nel quale viene usata una valvola *6J6*. I circuiti accordati di ingresso e di uscita sono sintonizzati mediante le capacità variabili *C1* e *C2* che sono del tipo detto a « *farfalla* » che conosceremo nella prossima lezione. Il punto centrale tra i due condensatori che formano *C1* è al potenziale di massa, e può essere connesso al telaio, senza alterare minimamente il funzionamento dell'amplificatore. Il condensatore di filtro *C5* è normalmente del tipo ceramico a disco. Le capacità di neutralizzazione, *C3* e *C4*, sono connesse secondo un metodo convenzionale di neutralizzazione incróciata, di cui ci siamo già occupati a pagina 1016, figura 16.

La resistenza chimica *R1* deve essere del tipo non induttivo. Quando si richiede un'ampiezza di banda notevole, è necessario aggiungere una ulteriore resistenza in parallelo al circuito accordato di placca. Fattori della massima importanza sono la minima lunghezza dei collegamenti, e le reciproche posizioni dei componenti interessati. La selettività di questo circuito è buona.

Circuito amplificatore « cascode » — Il circuito « cascode » consente un fattore rumore soddisfacente, ed un guadagno apprezzabile. Un esempio di tale circuito è illustrato alla **figura 6**: si impiegano 2 triodi che sono tra loro in serie. *V2* funziona in modo analogo a quello di uno stadio convenzionale con catodo a massa. L'uscita, ossia la placca di questo stadio, è accoppiata direttamente al catodo di *V1*, e la griglia è praticamente a massa agli effetti del segnale ad Alta Frequenza. Questo dispositivo riunisce le prerogative di funzionamento dei pentodi e dei triodi, eliminando la massima parte delle caratteristiche indesiderabili di entrambi. Esso consente l'elevato guadagno, l'alta impedenza di ingresso e la stabilità di un pentodo, e presenta contemporaneamente il basso fattore rumore di un triodo.

Per ottenere il funzionamento migliore, il primo stadio deve essere neutralizzato, tuttavia tale neutralizzazione non è nè difficile nè critica. Essa non contribuisce a migliorare la stabilità, bensì a migliorare il fattore rumore. Tale miglioramento aumenta con lo aumentare della frequenza, in quanto è trascurabile

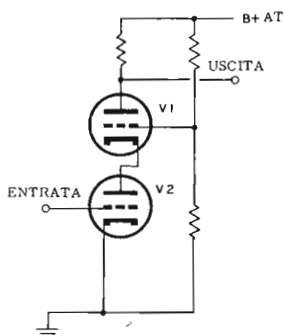



Fig. 6 - Circuito del tipo « cascode » costituito da due triodi in serie. V2 si comporta come uno stadio convenzionale con catodo a massa, la cui placca è però connessa direttamente al catodo di V1; la griglia relativa è a massa agli effetti del segnale ad Alta Frequenza. Dalla placca di V1 viene prelevata l'uscita.

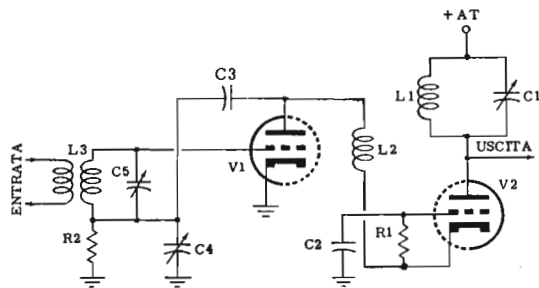



Fig. 7 - Esempio di stadio amplificatore di ingresso, del tipo «cascode». La polarizzazione di griglia si sviluppa attraverso L3 ed R2. L2 e C3 provvedono alla neutralizzazione di V1. C2 mette a massa il segnale sulla griglia di V2, dal cui circuito accordato di placca, (L1 - C1), viene prelevato il segnale amplificato di uscita.

nel funzionamento a 30 MHz, mentre assume un valore di 3 dB a 200 o 300 MHz.

Questo circuito può essere impiegato per le medesime applicazioni citate a proposito dell'amplificatore a due triodi in controfase. Al confronto, offre il vantaggio di una maggiore semplicità sia di costruzione che di messa a punto, di un funzionamento più stabile, e di una banda passante più ampia, con eguale amplificazione.

La **figura 7** illustra una versione più completa del circuito « cascode » adatto all'impiego come amplificatore a radiofrequenza, impiegante un doppio triodo del tipo *6BK7*. Esistono però altre valvole con caratteristiche similari che sono egualmente adatte, e che sono provviste di una schermatura egualmente efficace tra i due triodi. Il catodo di *V1* è a massa; la capacità *C5* sintonizza il circuito di ingresso; l'induttanza *L3* e la resistenza *R2* forniscono la tensione di polarizzazione necessaria al funzionamento; l'induttanza *L2* presente nel circuito di placca costituisce un rimedio contro l'induttanza dispersa e contro la capacità tra catodo e filamento; il circuito formato da *L2* e da *C3* compie la funzione di neutralizzazione. *C2* connette a massa la griglia di *V2* agli effetti del segnale ad Alta Frequenza, e la resistenza *R1* fornisce la polarizzazione per falla di griglia.

La tensione di placca per entrambe le valvole viene avviata attraverso il circuito accordato di placca costituito da *C1* e da *L1*. L'uscita viene prelevata dalla placca della valvola superiore.

Amplificatore a triodo con griglia a massa — Una applicazione comune dell'amplificatore a triodo con griglia a massa è lo stadio di ingresso di amplificazione ad Alta Frequenza del tipo illustrato alla **figura 8**. La valvola impiegata è del tipo *6J4* (tipo miniatura) e, come collegamenti, si usano dei tratti di linea di trasmissione. La frequenza di funzionamento si approssima ad un massimo di 400 MHz.

L'intero stadio deve essere perfettamente schermato dalla parte restante del ricevitore. Il segnale viene applicato al circuito sintonizzato a linea risonante, costituito da *L1*, nel punto che presenta l'impedenza adeguata alla frequenza. Da questo circuito sintonizzato, il segnale viene accoppiato al catodo della valvola, il quale è isolato dalla placca grazie all'effetto schermante della griglia connessa a massa. Le capacità C3 e C5 filtrano la tensione di catodo: *C4* e *C6* filtrano invece la tensione che alimenta il filamento. La resistenza *R2*, presente ai capi di *C5*, fornisce la tensione di griglia. La capacità di *CV3* ha il compito di sintonizzare la linea.

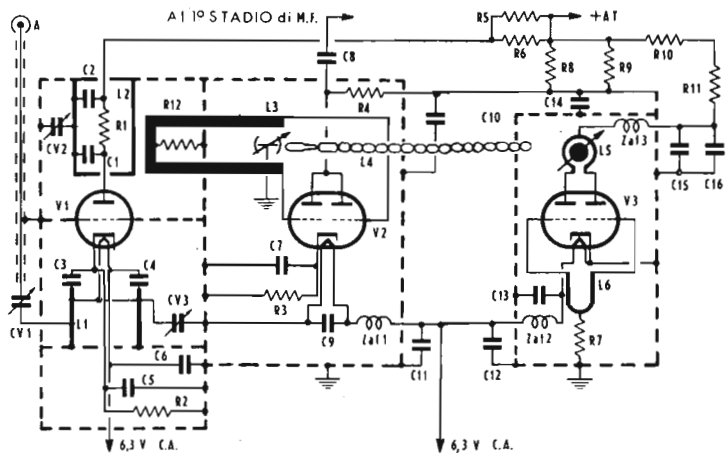
Il segnale di uscita viene trasferito attraverso i condensatori *C1* e *C2* dalla placca alla linea sintonizzata di uscita, *L2*, la quale viene a sua volta sintonizzata mediante la capacità *CV2*. La resistenza *R1* ha il compito di smorzare le oscillazioni parassite.

L'impiego di tratti di linee risonanti riduce l'effetto dell'induttanza dei collegamenti, e delle capacità parassite, ad un valore che può essere considerato trascurabile. La capacità tra placca e catodo relativamente bassa, e l'effetto schermante della griglia, consentono lo impiego del circuito senza che si manifestino oscillazioni, e senza dover ricorrere a dispositivi di neutralizzazione.

Gli amplificatori di tensione fino ad ora descritti sono quelli di maggiore impiego sia nei ricevitori adatti al funzionamento nelle onde cortissime ed ultracorte, sia nei trasmettitori: essi infatti, a seconda delle loro caratteristiche, e a seconda delle esigenze, possono essere usati sia per amplificare i deboli segnali provenienti da un'antenna, affinchè raggiungano un valore adeguato per consentire un basso fattore rumore, sia per aumentare l'ampiezza delle oscillazioni prodotte affinchè raggiunga un valore tale da pilotare uno stadio di potenza (finale) adatto per la trasmissione in tali gamme. Ovviamente, anche per gli stadi di potenza ora citati occorrono degli accorgimenti particolari per consentire una buona stabilità ed un buon rendimento su frequenze elevate: vediamo quindi quali sono le caratteristiche essenziali di uno stadio finale di potenza.

AMPLIFICATORI di POTENZA

Negli amplificatori di potenza per Alta Frequenza, l'impedenza di funzionamento del carico viene normalmente regolata ad un valore che permetta alla valvola o alle valvole di funzionare con un rendimento elevato. Il valore dell'impedenza di carico per consentire una amplificazione di potenza adeguata, è sempre molto più basso che non quello necessario per ottenere la massima amplificazione di tensione, e la tensione ad Alta Frequenza che si sviluppa ai capi di detto carico è relativamente bassa. Per contro, la corrente ad Alta

Fig. 8 - Esempio di amplificatore di ingresso, del tipo con griglia a massa, impiegante circuiti accordati a linea risonante, e adatto al funzionamento con frequenze fino a 400 MHz. La griglia di V1 è connessa direttamente a massa, e separa quindi il catodo (cui è applicato il segnale di ingresso attraverso L1), dalla placca. V2 e V3 sono i due stadi successivi, anch'essi impieganti circuiti a linea. Si noti la schermatura tra i diversi stadi. Le caratteristiche sono tali che non è più necessaria alcuna neutralizzazione.

Frequenza che circola nel circuito è relativamente alta proprio a causa del basso valore dell'impedenza di carico; di conseguenza, tutti i componenti e le connessioni interessate alla corrente d'uscita devono essere in grado di sopportarla senza provocare una eccessiva dissipazione di energia sotto forma di calore.

Sebbene gli amplificatori di potenza possano funzionare su tutte le classi (*A*, *B* ecc.) quasi tutti quelli per frequenze elevate funzionano in classe *B* o *C*, e quest'ultima è in genere la più usata. Ciò è possibile — come sappiamo — in quanto la distorsione armonica del segnale amplificato può essere tollerata e, in certi casi, è perfino desiderata. Dal momento che tali amplificatori denotano una corrente di griglia, è necessario che al circuito relativo venga fornita una certa potenza. Gli amplificatori di questo tipo, funzionanti nelle frequenze di cui ci occupiamo, possono essere usati sia come moltiplicatori di frequenza, che come stadi piloti, sia infine come stadi finali. Il loro impiego può essere notato anche nei generatori di segnali ed in altri strumenti usati in elettronica.

Un amplificatore di potenza che sia modulato in ampiezza può funzionare con potenze di ingresso più alte che non quelle applicate per una modulazione di frequenza. Le applicazioni più importanti si notano nel campo delle radiotrasmissioni.

Confronto tra tipi di valvole

Gli argomenti che qui consideriamo si riferiscono a quelle caratteristiche delle valvole che esercitano un'influenza rilevante sul funzionamento in amplificazione di potenza. Le caratteristiche di funzionamento enunciate per le valvole non tengono conto delle inevitabili perdite che si verificano sia nelle valvole stesse che nei circuiti relativi; esse sono, di conseguenza, migliori di quelle che possono essere constatate nelle applicazioni pratiche.

L'amplificazione di potenza è — come abbiamo visto a suo tempo — il rapporto tra la potenza effettiva di uscita e la potenza dissipata per l'alimentazione. Il guadagno di potenza di un triodo amplificatore, nei confronti di segnali a frequenza molto elevata, è piùttosto basso, e normalmente compreso tra 5 e 50. L'amplificazione fornita da un tetrodo è invece compresa tra 10 e 200, e quella di un pentodo è compresa tra 50 e 300. Tuttavia, nei confronti delle frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, esistono ben pochi tipi di pentodi che siano in grado di fornire l'amplificazione che può essere ottenuta da certi tetrodi o triodi, particolarmente verso l'estremità superiore della gamma U.H.F. Il guadagno teorico per tutte le valvole è molto più alto, e si estende fino a 1.000 o più per i pentodi, ma tali valori non sono ottenibili nelle realizzazioni pratiche. Il massimo di amplificazione ottenibile con una data valvola, sia essa un triodo, un tetrodo, o un pentodo, diminuisce con l'aumentare della frequenza del segnale amplificato.

Dal momento che l'amplificazione di un triodo è molto inferiore a quella di un tetrodo e di un pentodo, è necessario fornire alla griglia di questo tipo di valvola un segnale avente un livello di potenza molto maggiore per ottenere la medesima potenza di uscita che si otterrebbe con un tetrodo o con un pentodo, con un segnale di ingresso minore. In pratica, la potenza di eccitazione necessaria per i tetrodi e per i pentodi, può essere dell'ordine del 10% di quella richiesta per i triodi. Per certe valvole, essa può scendere ad un valore compreso tra 1 e 3 watt, sebbene aumentando la frequenza aumenti il livello del segnale di ingresso necessario.

Il rendimento di placca equivale al rapporto tra la potenza fornita in uscita e la potenza di ingresso, ed è espresso in percentuale. Nella gamma di frequenze che consideriamo, il rendimento di placca può essere considerato eguale per tutti e tre i tipi di valvole. Esso varia normalmente dal 75 all'80% per le frequenze più basse, ad un massimo del 30% circa in corrispondenza delle frequenze più alte.

Per ottenere un funzionamento stabile al di sopra dei 100 MHz, è necessario migliorare il più possibile la separazione elettrica dei circuiti di ingresso da quelli di uscita, per eliminare gli effetti reattivi. L'impiego dello isolamento di griglia, ossia del cosiddetto circuito con griglia a massa, abbiamo già visto che costituisce una delle soluzioni a questo problema. Sebbene la griglia possa avere un potenziale inferiore (più negativo) a quello di massa, essa può tuttavia far capo direttamente a massa agli effetti del segnale; in tal caso si comporta esattamente come uno schermo tra il catodo e la placca, come abbiamo visto a proposito dei circuiti di figura 7 e 8. Il segnale di ingresso viene applicato tra la griglia ed il catodo, e quest'ultimo deve avere un

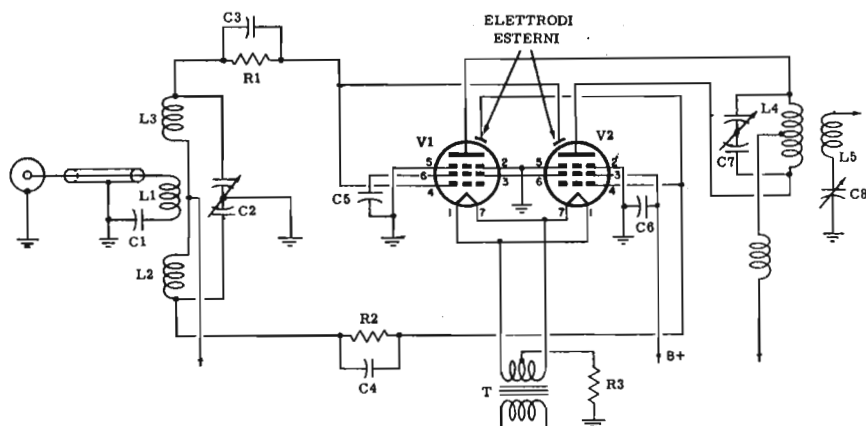



Fig. 9 - Circuito di un amplificatore di potenza adatto al funzionamento su frequenze elevate, fino ad un massimo di 100 MHz. Vengono impiegati due pentodi connessi in « push-pull ». Il guadagno di potenza è pari a 5. Si osservi il sistema di neutralizzazione incrociata, ottenuta con due elettrodi esterni alle valvole.

potenziale superiore a quello di massa di un ammontare pari all'ampiezza della tensione del segnale. In questo caso, la griglia diventa comune ai circuiti di entrata e di uscita, sostituendosi a tale riguardo al catodo.

Un circuito di questo tipo necessita di una potenza di pilotaggio maggiore che non nel caso di collegamento con catodo a massa, il che complica in un certo senso il progetto degli stadi precedenti. Inoltre, se lo stadio è modulato, è necessario lo sia anche quello precedente, se si desidera utilizzare completamente la potenza della portante (modulazione al 100%). Ciò è vero in quanto una parte della potenza di pilotaggio fornita al circuito di ingresso di un amplificatore con griglia a massa si manifesta nel circuito di uscita sotto forma di potenza utile.

Nelle gamme di frequenze comprese tra 30 ed un massimo di 450 MHz, si preferisce l'impiego dei triodi per la loro robustezza e per la loro semplicità dei circuiti, sebbene essi abbiano una sensibilità inferiore a quella delle valvole multigriglia, e richiedano normalmente dispositivi di neutralizzazione. Come sappiamo, i tetrodi ed i pentodi consentono un'amplificazione di potenza maggiore, ma vengono più facilmente danneggiati da un eventuale sovraccarico o da altre inesattezze; essi richiedono inoltre l'impiego di circuiti più onerosi a causa della presenza di ulteriori tensioni e di ulteriori dispositivi di filtraggio per le griglie aggiunte.

Negli stadi funzionanti a modulazione di ampiezza, sappiamo che, per ottenere un maggiore rendimento ed una minore distorsione, è necessario modulare anche la griglia schermo. Fino alla frequenza di 75 MHz, è possibile usare sia nei circuiti di griglia che nei circuiti di placca, i componenti a caratteristiche concentrate. Nei circuiti a triodo, inoltre, si ricorre spesso all'impiego di valvole doppie, funzionanti in opposizione di fase, in quanto il funzionamento simmetrico fa in modo che la neutralizzazione e la stabilità siano migliori.

Gli amplificatori di potenza funzionanti oltre 400 MHz sono basati quasi esclusivamente sull'impiego di collegamenti a linee coassiali o concentriche. Ben pochi esemplari dei tetrodi e dei pentodi disponibili possono funzionare con un buon rendimento come amplificatori di potenza con tali frequenze. Tuttavia, il loro maggiore guadagno di potenza e le notevoli possibilità di neutralizzazione, rendono queste valvole di impiego desiderabile in tutte le frequenze in cui possono funzionare.

Attualmente, i triodi vengono impiegati molto più frequentemente dei tetrodi e dei pentodi al di sopra della frequenza di 500 MHz, particolarmente quando si richiede una potenza d'uscita superiore a qualche watt. Agli effetti del circuito, sono di uso comune sia gli stadi finali singoli, che quelli in « push-pull » a collegamenti coassiali.

In fase di progetto di un amplificatore di potenza per frequenze elevate, è necessario tenere nella dovuta considerazione la potenza che si desidera ottenere, la potenza di eccitazione di cui si dispone, le dimensioni ed il peso ammissibili, le esigenze di alimentazione, la gamma di frequenze, il tipo del funzionamento (intermittente o continuo per periodi notevolmente lunghi) e la sicurezza di funzionamento necessaria. Alcune di queste caratteristiche sono spesso in antitesi tra loro, per cui occorrono particolari accorgimenti e compromessi. La **figura 9** illustra un prototipo di amplificatore di potenza adatto al funzionamento nella gamma compresa tra 70 e 100 MHz. Si tratta di due valvole del tipo *4E27A* (pentodi) impiegate in un circuito a « push-pull ». Il dispositivo serve particolarmente per aumentare la potenza di un trasmettitore da 50 a, 250 watt.

L'amplificatore può essere sintonizzato per qualsiasi valore di frequenza compreso tra 70 e 100 MHz mediante i circuiti accordati di cui fanno parte *C*2 e *C*7. Il segnale di eccitazione a radiofrequenza viene accoppiato tramite un cavo coassiale, che lo applica all'induttanza *L*1: questa è a sua volta accoppiata induttivamente al circuito accordato bilanciato costituito da *L*2 ed *L*3 in serie tra loro. La neutralizzazione è realizzata mediante le connessioni tra la griglia pilota di ciascuna valvola e la piastrina ad effetto capacitivo presente sul bulbo dell'altra valvola (elettrodo esterno).

La tensione anodica per queste valvole ammonta a circa 2.000 volt, e la tensione di schermo viene portata ad un valore di 450 volt. Tutti i componenti sono sistemati in modo tale che le relative connessioni siano le più corte possibili; i condensatori di filtro, in particolar modo *C*5 e *C*6 per le griglie schermo, sono sistemati il più possibile vicino ai piedini della valvola. Al punto centrale di collegamento tra *L*2 ed *L*3, viene applicata una tensione di polarizzazione di circa 100 volt (in assenza di segnale). In presenza di segnale, si sviluppa una tensione ulteriore ai capi dei gruppi *RC* di griglia costituiti da *R*1 *C*3 ed *R*2 *C*4.

TECNICA delle ONDE CORTISSIME ed ULTRACORTE

Abbiamo esaminato i principi generali che differenziano la tecnica circuitale degli apparecchi funzionanti nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, da quella degli apparecchi funzionanti su frequenze inferiori. Le differenze citate — tuttavia — non si limitano ai soli circuiti, bensì si estendono — come abbiamo del resto già accennato — con importanza altrettanto notevole, agli elementi di circuito necessari per la loro realizzazione. La struttura e le dimensioni di questi componenti, devono adattarsi alle esigenze introdotte dall'elevato valore delle frequenze in gioco.

L'espressione *elementi di circuito* è, in linea di massima, riferita a quelle parti componenti che compiono una determinata funzione elettrica nel circuito di cui fanno parte; esse pertanto non hanno nulla a che vedere con le parti alle quali sono affidati compiti di carattere esclusivamente meccanico. Le valvole, i condensatori, le resistenze, le induttanze, i trasformatori, i potenziometri, possono essere certamente considerati elementi di circuito; per contro, i collegamenti elettrici — sempre che oppongano una impedenza trascurabile nei confronti della frequenza del segnale — pur avendo compiti di carattere eminentemente elettrico, non possono essere considerati elementi del circuito.

Una delle più comuni caratteristiche di un circuito è — ad esempio — l'impedenza. L'impedenza può essere di valore ridotto o elevato, positivo o negativo: essa può comportarsi in pratica come una semplice resistenza ohmica, o come una resistenza di natura complessa. In quest'ultimo caso, si tratta di quei componenti che — nei confronti del segnale — oppongono sia una reattanza, che una resistenza ohmica pura: la reattanza infine può essere sia induttiva che capacitiva.

Gli elementi di circuito che forniscono un determinato valore di impedenza, di una data natura, possono essere costituiti sia da *componenti a valore concentrato* (come ad esempio, le resistenze, le capacità o le induttanze, nelle quali il valore, sia resistivo che capacitivo o induttivo, è riferito alle caratteristiche stesse del componente, ed è misurabile tra i due terminali dello stesso), sia da *componenti a valore distribuito*, nei quali il valore non è individuabile in un dato punto o in un dato spazio, bensì è distribuito uniformemente per tutta la lunghezza. Per quanto riguarda le loro caratteristiche elettriche intrinseche, entrambi i tipi possono essere impiegati per il funzionamento con qualsiasi frequenza, dalle più basse della gamma acustica, alle più alte della gamma elettromagnetica. Esistono però dei fattori, come ad esempio le massime dimensioni ammissibili, ed il rendimento effettivo, che in ogni singolo caso limitano la gamma di frequenze entro la quale il funzionamento è soddisfacente.

Nella gamma di frequenze di cui ci interessiamo (V.H.F. e U.H.F.) vengono impiegati sia componenti a caratteristiche concentrate, sia componenti a caratteristiche distribuite. I primi ci sono noti e di essi diremo comunque più avanti: esaminiamo anzitutto i secondi che sono maggiormente caratteristici di questo campo di frequenza.

ELEMENTI a CARATTERISTICHE DISTRIBUITE

Nella gamma di frequenze più elevate, si ricorre spesso all'impiego di **circuiti a linea** in funzione di induttanze risonanti (circuiti accordati), e ciò sia nei circuiti di griglia che in quelli di placca delle valvole amplificatrici o oscillatrici. Detti circuiti vengono adottati anche per la realizzazione di filtri passa-banda, trasformatori di impedenza, accoppiamenti tra stadi bilanciati e stadi non bilanciati, invertitori di fase, ecc.

In queste applicazioni, è possibile impiegare segmenti di cavi coassiali o di comuni linee di trasmissione a conduttori paralleli, del tipo adottato per connettere le antenne ai trasmettitori o ai ricevitori. E' però vantaggioso fare uso di tratti di linee realizzate con tubi di rame o di alluminio, del tipo illustrato alla **figura 1**, che consentono una maggiore potenza di impiego, un Q più elevato, ed una stabilità notevolmente più elevata, grazie alla maggiore robustezza meccanica.

L'impiego di questi tipi di circuiti è oggi generalizzato nelle apparecchiature funzionanti in V.H.F. o in U.H.F., e ciò — ripetiamo — in quanto il rendimento e la stabilità ottenuti si sono rivelati alquanto più soddisfacenti che non con l'impiego di induttanze e capacità a caratteristiche concentrate.

I circuiti a linea come risuonatori in parallelo

Allorchè si opera con frequenze superiori a 50 MHz, le difficoltà che si presentano nella costruzione di circuiti accordati aventi un funzionamento adeguato, mediante l'impiego di bobine e di condensatori del tipo convenzionale, sono tali da rendere necessaria l'adozione di altri metodi. Questo è appunto uno dei casi in cui si ricorre ai circuiti a linea di trasmissione, sempre che la disponibilità di spazio internamente allo chassis, lo consenta.

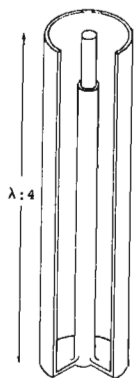



Fig. 1 - Linea risonante tubolare, con conduttore centrale (in sezione).

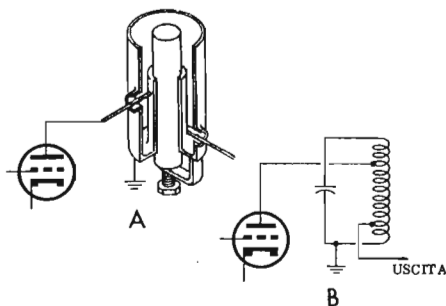



Fig. 2 - In A, impiego di un circuito a linea risonante come circuito accordato di uscita di uno stadio. In B, è rappresentato il circuito elettrico equivalente.

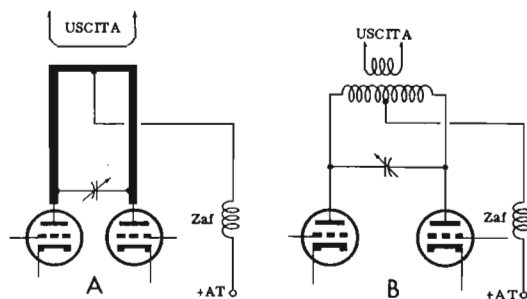



Fig. 3 - In A, impiego di una linea risonante a fili paralleli, come circuito accordato di uscita di uno stadio a «push - pull». In B, rappresentazione schematica del circuito equivalente.

Le linee risonanti in quarto d'onda con una estremità chiusa, e le linee a mezza onda ad estremità aperte, presentano le caratteristiche dei circuiti risonanti in parallelo. Entrambe — inoltre — denotano un Q elevato nel funzionamento con frequenze per le quali gli elementi a caratteristiche concentrate perdono la loro utilità.

In prossimità della frequenza di risonanza, la curva di impedenza dei due tipi di linea ora citati è del tutto simile a quella dei circuiti risonanti in parallelo costituiti da componenti L e C di tipo convenzionale. La differenza nel comportamento dei due tipi di circuiti (a linea o a componenti) si manifesta invece con le frequenze molto maggiori o minori di quella di risonanza, e ciò in quanto la reattanza di una linea di trasmissione dipende dal noto effetto di riflessione in seguito al quale si manifestano le onde stazionarie (il lettore ricorderà quanto detto in proposito alla lezione 122ª), e non dai valori induttivi e capacitivi.

Le linee risonanti possono essere usate come circuiti accordati sia negli stadi singoli che negli stadi a « push-pull », a seconda delle caratteristiche particolari della applicazione. Si dice che una linea di trasmissione, un circuito qualsiasi, o qualsiasi parte di un circuito è del tipo bilanciato, quando consta di due o più sezioni che funzionano con un potenziale eguale e simmetrico rispetto a massa, come accade appunto nei circuiti di ingresso e di uscita di uno stadio a « push-pull ». Per contro, in una linea o in un circuito del tipo non bilanciato, si ha una sola sezione che funziona con un potenziale inferiore o superiore a quello di massa.

In una linea di trasmissione impiegata correttamente, la superficie esterna del conduttore esterno non conduce corrente ad Alta Frequenza, per cui può essere connessa a massa. La superficie esterna del conduttore interno ha un potenziale superiore (in senso positivo) rispetto a massa, e presenta inoltre, rispetto a questa ultima, un'impedenza relativamente alta (vedi **figura 2-A**. La figura 2-**B** rappresenta il circuito semplificato di uno stadio convenzionale con uscita accordata su una determinata frequenza. Per questo motivo le linee coassiali del tipo non bilanciato, come quella illustrata, trovano applicazione negli stadi singoli in sostituzione dei circuiti impieganti componenti a caratteristiche concentrate.

Nelle linee di trasmissione a conduttori paralleli, del tipo illustrato alla **figura 3-A**, entrambi i conduttori sono percorsi da corrente, si trovano ad un potenziale superiore a quella di massa, e presentano rispetto a massa la medesima impedenza. Di conseguenza, la linea può essere considerata del tipo bilanciato, e si dimostra perciò adatta all'impiego nei circuiti accordati degli stadi funzionanti in controfase. La figura 3-**B** rappresenta un circuito equivalente.

In entrambi i tipi di circuiti, bilanciati e non bilanciati, in corrispondenza della frequenza di risonanza, la linea si comporta — nei confronti della sorgente di energia, ossia della valvola — come una resistenza pura di valore elevato; la linea immagazzina una certa quantità di energia, e, per mantenere tali condizioni, viene assorbita dalla sorgente una minima potenza.

Il circuito risonante a due conduttori viene generalmente usato nella gamma di frequenze compresa tra 50 e 300 MHz, per il fatto che il circuito accordato è — in tal caso — più facile da sintonizzare. Tuttavia, con una linea di trasmissione del tipo bifilare, possono verificarsi delle perdite per irradiazione, particolarmente in corrispondenza delle frequenze più elevate. Ciò diminuisce il valore effettivo del Q, ed il valore di impedenza corrispondente alla frequenza di risonanza, il che — a sua volta — va a danno del rendimento con l'aumentare della frequenza.

Dal momento che le linee coassiali sono auto-schermanti, le perdite per irradiazione sono estremamente ridotte, per cui la diminuzione del Q diventa trascurabile. In opposizione a questo vantaggio, sussiste però il fatto che la linea di trasmissione coassiale, a causa delle sue stesse caratteristiche costruttive, risulta di difficile regolazione agli effetti della messa a punto.

Le linee risonanti, nell'impiego come circuiti risonanti in parallelo, differiscono nel comportamento dai circuiti equivalenti realizzati con componenti a caratteristiche concentrate, per il diverso responso alle armoniche della frequenza di risonanza. Ad esempio, un segmento in quarto d'onda di una linea chiusa si comporta come un circuito risonante in parallelo nei confronti della frequenza di risonanza: tuttavia, nei confronti di una frequenza doppia (ossia della seconda armonica), esso si comporta come un circuito risonante in serie. La curva dell'impedenza illustrata alla **figura 4** dimostra che un tratto di linea di trasmissione presenta un'impedenza alternativamente massima o minima

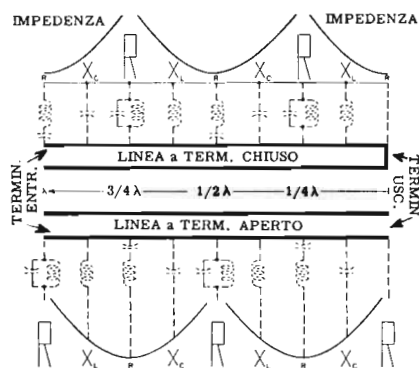



Fig. 4 - Variazione del comportamento di due tipi di linee, nei confronti della fondamentale e delle armoniche.

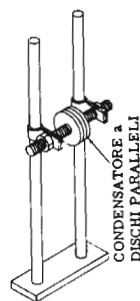



Fig. 5 - Capacità a dischi paralleli, connessa ad una linea a fili paralleli.

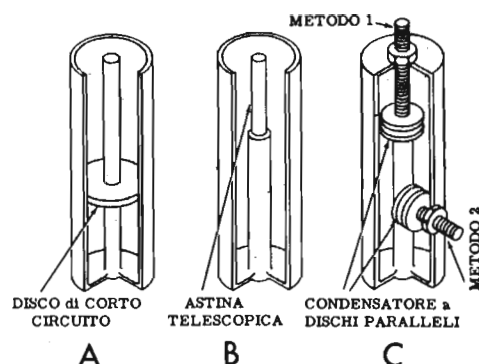



Fig. 6 - In A, la sintonia viene effettuata spostando il disco di cortocircuito, che varia la lunghezza della linea; in B, variando la lunghezza del conduttore centrale. In C, due metodi per effettuare l'accordo con capacità a dischi paralleli.

nei confronti di ciascuna armonica della frequenza fondamentale di risonanza.

In realtà, la curva non rispecchia esattamente il comportamento che si verifica a causa del cosiddetto *effetto di chiusura*. Tale effetto fa sì che il lato aperto di un segmento di linea risonante, funzionante su una frequenza armonica, si comporti come se la lunghezza fisica dei conduttori aumentasse di una frazione della lunghezza d'onda. In conseguenza di ciò, la linea non risuona esattamente in corrispondenza della seconda armonica, bensì su di un valore leggermente superiore.

Se si usa un componente reattivo a caratteristica concentrata in parallelo alla linea, per effettuare la messa a punto, l'effetto di chiusura aumenta. Quando si deve sintonizzare un circuito o una linea, si ricorre spesso all'impiego di una capacità variabile del tipo illustrato alla **figura 5**, per evitare di variare la lunghezza fisica effettiva della linea. La presenza di tale capacità, tuttavia, diminuisce la lunghezza effettiva del tratto risonante, diminuendo di conseguenza l'ingombro del circuito accordato. Si ha però l'inconveniente che l'applicazione di una capacità a valore concentrato altera il responso del dispositivo alle frequenze armoniche.

Per accordare i circuiti a linea risonante possono essere impiegati altri metodi, come — ad esempio — quelli illustrati in **A**, **B** e **C** della **figura 6**.

Le linee bifilari devono avere una distanza tra i due conduttori non superiore ad un decimo della lunghezza d'onda della frequenza di risonanza, poichè — in caso contrario — le perdite per irradiazione possono diventare eccessive. Anche la distanza troppo ridotta tra due conduttori di notevole diametro introduce delle perdite, dovute alle correnti parassite, e, se la potenza in gioco è notevole, si aggiunge il pericolo dell'innesco di un arco per scarica elettrica. Per questo motivo, la distanza minima deve essere pari ad almeno il doppio del diametro dei conduttori.

Se la sintonia viene effettuata spostando un cavallotto di cortocircuito, come illustrato alla **figura 7**, detto cavallotto deve presentare nei confronti dei due conduttori la minima resistenza di contatto, in quanto qualsiasi valore resistivo apprezzabile ridurrebbe di molto il fattore di merito (Q) del circuito. Se si usa invece una capacità in parallelo, esso deve presentare la minima induttanza distribuita, e le minime perdite possibili. Il metodo più semplice per mantenere il valore di Q più alto possibile, consiste nel fissare le armature direttamente ai conduttori della linea, come visibile appunto alla figura 5: ciò evita la necessità di introdurre un dielettrico solido nel campo elettrico presente tra dette armature.

La linea coassiale può essere sintonizzata spostando un disco di cortocircuito, come in A di figura 6, oppure variando la lunghezza del conduttore centrale, costituito da due parti di cui una scorrevole a telescopio, come in B della medesima figura. Un terzo metodo consiste nell'impiegare un condensatore a valore concentrato, come indicato alla figura 6-C. Esso può essere connesso all'estremità aperta della linea, ciò che consente il massimo effetto di accordo per unità di capacità, oppure in un punto intermedio della linea, col vantaggio di una minore riduzione del fattore di merito del circuito. Se si usa il metodo del disco di cortocircuito, questo deve aderire perfettamente alla superficie interna del conduttore esterno, ossia deve presentare la minima resistenza di contatto.

Accoppiamenti con linee risonanti — Se la linea risuona per tutta la sua lunghezza, sia l'ingresso che la uscita possono essere applicati in corrispondenza di qualsiasi valore di impedenza lungo la linea stessa. A ciò si ricorre frequentemente per effettuare l'adattamento di impedenza, esattamente come accade nelle bobine convenzionali con prese intermedie. Indipendentemente dalle posizioni dei punti di collegamento di entrata e di uscita, il circuito accordato è di tipo resistivo.

Nei casi in cui occorre un accoppiamento induttivo con un circuito a linea bifilare, si usa una spira del tipo a « *forcina* ». Dal momento che il campo a radiofrequenza che sussiste intorno al circuito risonante a linea bifilare non è delimitato, la spira a forcina può essere installata alla distanza necessaria per ottenere il grado di accoppiamento più opportuno.

L'accoppiamento induttivo con un circuito a linea coassiale è invece meccanicamente più complesso, poichè il campo esistente è confinato quasi interamente all'interno del conduttore esterno. In tal caso si introduce una piccola spira attraverso un foro nel conduttore cilindrico esterno: spesso, in tal caso, si prevede la possibilità di far ruotare detta spira per consentire la regolazione del grado di accoppiamento. Infatti, allorchè essa si trova ad angolo retto rispetto al campo, si ha il massimo grado di accoppiamento; viceversa, quan-

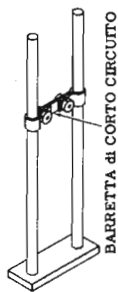



Fig. 7 - Sintonia mediante spostamento di un cavallotto di cortocircuito spostabile lungo la linea.

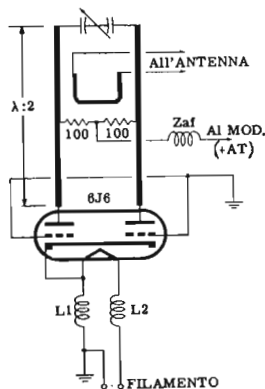



Fig. 8 - Circuito amplificatore a « push-pull » impiegante una linea risonante a mezza onda, adatto al funzionamento su frequenze fino a 400 MHz. L'impedenza della linea risonante è elevata alle estremità e bassa al centro. Lo accoppiamento alla antenna è ottenuto per induzione con una spira.

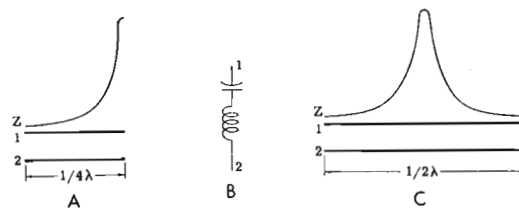



Fig. 9 - In A, responso di una linea risonante aperta in quarto d'onda. In B, circuito equivalente, ed in C responso di una linea risonante chiusa a mezza onda. Come si nota, in A l'impedenza è massima ad una estremità, ed in C è massima al centro.

do il piano della spira è parallelo al suddetto campo, l'accoppiamento è minimo, e sarebbe pari a zero (ossia nullo) se non esistesse un certo grado di accoppiamento a causa della inevitabile capacità tra la spira ed il conduttore interno. Per minimizzare le perdite, i due terminali della spira di accoppiamento vengono spesso portati all'esterno sotto forma di cavi coassiali flessibili.

Le impedenze nei circuiti a valvola — Le caratteristiche di funzionamento delle valvole termoioniche sono tali che, spesso, sono necessari alti valori di impedenza nei circuiti di griglia, di placca o di catodo, sia per la amplificazione che per la produzione di oscillazioni.

I circuiti a linea risonante sono di frequente impiego — a tale riguardo — nelle apparecchiature funzionanti su frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, per il fatto già detto, che è più facile ottenere elevati valori di Q che non con l'impiego di componenti a caratteristiche concentrate.

La **figura 8** illustra un tipo di circuito « push-pull » a bassa potenza, nel quale viene impiegato un circuito a linea risonante a mezza onda. Si tratta di una combinazione di uno stadio oscillatore ed amplificatore adatto al funzionamento con frequenze dell'ordine di 400 MHz. Il circuito a linea risonante a mezza onda, usato come impedenza di carico di placca, presenta un'elevata impedenza alle estremità, ed una bassa impedenza nel centro effettivo (vedi figura 4).

La tensione anodica che alimenta la valvola viene applicata al punto intermedio a bassa impedenza, attraverso due resistenze da 100 ohm, che hanno il compito di contribuire a smorzare le oscillazioni parassite. Le placche della valvola sono invece connesse ad un punto corrispondente ad un valore di impedenza volutamente alto, al terminale di ingresso della linea. Questa è sintonizzata sulla frequenza esatta di risonanza mediante condensatori connessi ai terminali di uscita. Per accoppiare l'antenna alla linea risonante, si ricorre ad una spira a forcina.

La stabilità ed il rendimento dell'amplificatore dipendono largamente dal fattore di merito del circuito accordato. Adottando in quest'ultimo un tratto di linea risonante, il Q aumenta da 2 a 5 volte rispetto al valore che si potrebbe ottenere adottando invece un circuito accordato costituito da un'induttanza e da condensatori di tipo convenzionale, funzionanti sulla medesima gamma di frequenze, e col medesimo circuito.

Sebbene il circuito illustrato sia del tipo bilanciato, è possibile ottenere il medesimo fattore di merito, la medesima stabilità e lo stesso rendimento, mediante un amplificatore a valvola singola nel quale il circuito accordato sia costituito da un tratto di linea coassiale risonante, non bilanciata.

I circuiti a linea come risuonatori in serie

I circuiti a linea risonante aperta in quarto d'onda, ed i circuiti a linea risonante chiusa a mezza onda, si comportano come circuiti risonanti in serie nei confronti della frequenza di risonanza. La sezione **A** della **figura 9** illustra il primo tipo, la sezione **B** illustra il circuito equivalente costituito da componenti convenzionali, e la sezione **C** illustra il secondo tipo. L'impedenza di ingresso, « vista » dalla sorgente di energia applicata ai terminali 1 e 2, è di valore basso alla frequenza di risonanza, ed è sempre costituita da resistenza ohmica pura. Il valore di Q sarebbe infinito, e l'impedenza di ingresso sarebbe pari a zero, se non si verificassero le inevitabili perdite nel circuito a linea risonante.

Con linee a basse perdite, si ottiene un fattore di merito elevato, per cui l'impedenza di ingresso si approssima a zero. Nei confronti della sorgente di energia, la linea si comporta — in pratica — come un cortocircuito.

L'effetto di risonanza in serie è il medesimo, sia nelle linee bifilari che in quelle coassiali. Entrambe differiscono dalle linee risonanti in parallelo soltanto per il fatto che il tipo in quarto d'onda è aperto, mentre il tipo a mezza onda è chiuso ad una estremità. Per contro, le considerazioni relative al fattore di merito, ai sistemi di sintonizzazione, alle dimensioni, ai metodi di accoppiamento, ecc., sono le medesime elencate nei confronti delle linee risonanti in parallelo.

Applicazioni pratiche — L'impiego di questi tipi di circuiti a linea è frequente nei casi in cui si desidera applicare segnali a banda stretta ai capi di un'impedenza costituita da un valore basso di resistenza pura. Una delle applicazioni più comuni è come filtro passa-banda, usato sia da solo nelle linee di trasmissione per sopprimere le armoniche pari, sia in unione con filtri di altro tipo per la soppressione di tutte le frequenze armoniche. Alla **figura 10** è illustrato il modo mediante il

Fig. 10 - Eliminazione delle armoniche pari mediante inserimento, lungo la linea di trasmissione, di una linea risonante aperta in quarto d'onda.

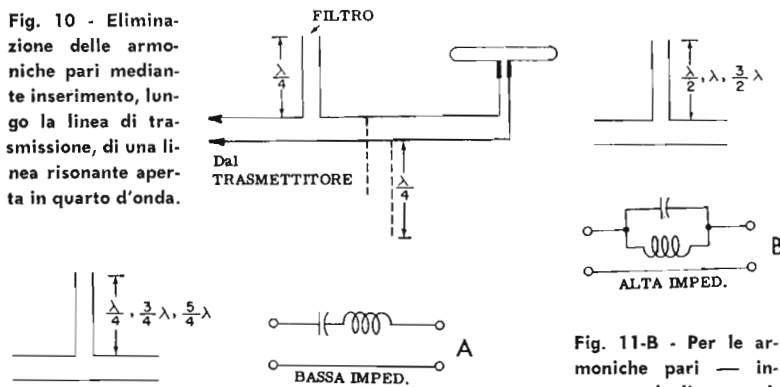



Fig. 11-A - Per le armoniche dispari e la fondamentale, una linea multipla di λ : 4 si comporta esattamente come un circuito risonante in serie.

Fig. 11-B - Per le armoniche pari — invece — la linea, multipla di λ : 2, agisce come un circuito risonante in parallelo.

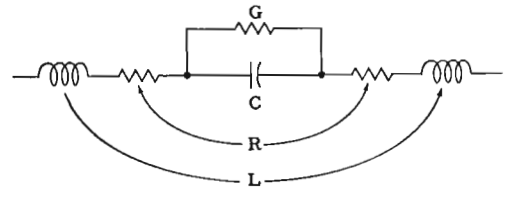



Fig. 12 - Circuito equivalente di un comune condensatore, nei confronti di segnali V.H.F. o U.H.F. C è la capacità vera e propria, G la resistenza interna (di dispersione); L ed R sono rispettivamente l'induttanza e la resistenza ohmica dei terminali e delle stesse armature (elettrodi).

quale le armoniche pari vengono praticamente eliminate dalla linea di trasmissione dell'antenna con l'inserimento di un circuito a linea risonante in quarto d'onda, aperto, in un lato della linea principale. Questa sezione in quarto d'onda, come si nota osservando la **figura 11**, presenta una bassa impedenza, e non impedisce il passaggio del segnale alla frequenza fondamentale (**A**). In corrispondenza della seconda armonica — tuttavia — la lunghezza d'onda diventa la metà, per cui la medesima sezione di linea diventa una linea a mezza onda aperta, che si comporta quindi come un circuito risonante in parallelo (**B**). In tal modo, nei confronti della sola seconda armonica, viene a trovarsi — in serie alla linea principale — un'impedenza infinita che ne evita il passaggio.

In corrispondenza della quarta armonica, il dispositivo diventa una sezione a lunghezza d'onda intera, ed in corrispondenza di qualsiasi armonica di ordine pari si ha sempre un multiplo della semilunghezza d'onda; si ha perciò un comportamento analogo a quello della sezione a mezza onda, che blocca le frequenze indesiderate.

Nei confronti delle armoniche dispari, la medesima sezione di linea risonante diventa un multiplo della sezione base in quarto d'onda, ed offre un basso valore di impedenza che ne permette il passaggio. Se si desidera eliminare anche queste, occorre ricorrere ad un altro metodo, in quanto qualsiasi tentativo di usare un circuito a linea risonante per questo scopo provoca perdite eccessive nei confronti della frequenza fondamentale. Fortunatamente, la terza armonica, che è in genere la più fastidiosa, può essere eliminata nel circuito accordato a linea risonante dell'amplificatore finale, mediante l'applicazione di un carico capacitivo, oppure praticando sul circuito accordato stesso delle prese intermedie.

ELEMENTI a CARATTERISTICHE CONCENTRATE

Abbiamo già detto che questi elementi vengono così definiti in quanto la loro caratteristica (ossia il valore resistivo, induttivo o capacitivo) è confinato nello ingombro del componente stesso, ed è misurabile tra i suoi terminali, ed abbiamo visto che, nei confronti delle frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, l'impiego dei componenti di questo tipo trova una limitazione tanto maggiore quanto maggiore è la frequenza stessa. Sappiamo infatti che i terminali di una resistenza, di un condensatore o di una bobina, hanno una loro induttanza, il cui valore dipende dalla lunghezza: se detta induttanza è trascurabile nel funzionamento con frequenze fino al valore di 30 MHz, essa assume, per contro, un'importanza sempre maggiore mano a mano che detta frequenza aumenta. Si può infatti raggiungere un valore tale per cui, in determinati casi, essi non possono più rendersi utili. Ci riferiamo ad esempio al caso in cui un'induttanza di un circuito accordato è costituita da un circuito a linea del tipo descritto precedentemente. Supponiamo che un'induttanza debba essere costituita da una sola frazione di spira: in tal caso, i terminali necessari per il collegamento al condensatore variabile di accordo ed agli elettrodi della valvola, per quanto brevi, possono introdurre un valore induttivo superiore persino a quello dell'induttanza stessa. Questo è appunto uno dei casi in cui si rivelano gli svantaggi dei componenti a caratteristiche concentrate.

In tutte quelle applicazioni in cui tali svantaggi non si ripercuotono sulle caratteristiche di funzionamento del dispositivo, i componenti in oggetto hanno però il vantaggio di un ingombro relativamente limitato, di una facile installazione, e di una discreta sicurezza di funzionamento unita ad una certa stabilità. Essi, inoltre, sono normalmente disponibili in commercio: in ciò prevalgono eminentemente nei confronti dei componenti a caratteristica distribuita, che — al contrario — devono (nella maggior parte dei casi) essere progettati e costruiti « su misura », a seconda delle caratteristiche costruttive del dispositivo da realizzare.

Nei vari fattori di cui si tiene conto agli effetti della scelta del tipo di componente da adottare in un dispositivo funzionante con frequenze molto elevate (come brevemente accennato alla lezione precedente), sono di particolare importanza le perdite per irradiazione. Tali perdite sono generalmente trascurabili finchè le dimensioni del componente (ci riferiamo alla sua lunghezza compresi i terminali, o a qualsiasi altra dimensione fisica, come la larghezza, l'ingombro diagonale o altro), non supera 1/10 della lunghezza d'onda del segnale. Tuttavia, con l'aumentare della frequenza, si arriva ad un punto in cui è impossibile ridurre le dimensioni ulteriormente, per cui tali perdite aumentano proporzionalmente. Anche l'aggiunta di schermi metallici

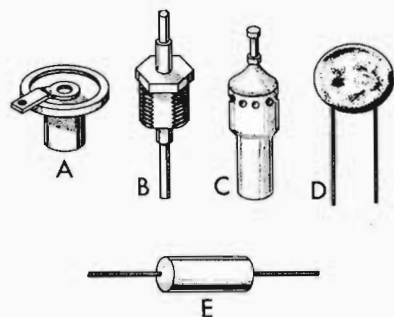



Fig. 13 - Aspetto di alcuni tipi di condensatori adatti per frequenze elevate. Come si nota, i terminali sono piuttosto corti, e nei tipi D ed E possono essere tagliati alla lunghezza opportuna.

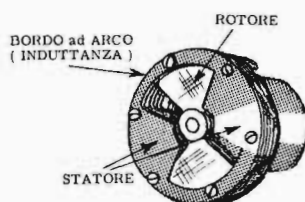



Fig. 14 - Condensatore variabile a « farfalla ». Il rotore varia la capacità tra i due settori dello statore. I due bordi ad arco costituiscono una vera e propria induttanza.

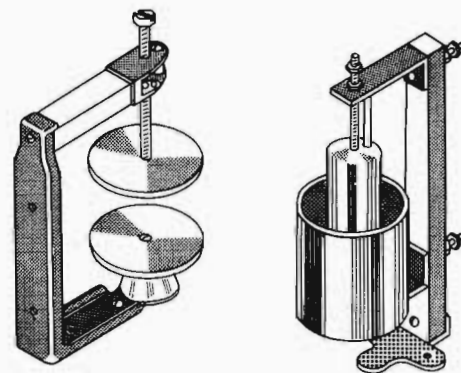



Fig. 15 - Esempi di variabili per V.H.F. ed U.H.F.

che bloccano l'irradiazione, se da un lato può evitare accoppiamenti indesiderati tra i diversi componenti o tra i relativi circuiti, dall'altro non impedisce l'irradiazione stessa: gli schermi infatti si limitano ad intercettare i campi irradiati ,e a convogliarli a massa trasformandoli in parte in calore.

Non si può stabilire con esattezza una frequenza limite che determini la necessità di impiego dei componenti a caratteristica distribuita, escludendo la possibilità di impiego di quelli a caratteristica concentrata. Tuttavia, in linea di massima, si può affermare che fino ad un massimo di 500 MHz, essi possono venire usati indifferentemente: resta però stabilito che, ove lo spazio disponibile lo consenta, e le esigenze di funzionamento lo richiedano, sono preferibili i componenti a caratteristiche distribuite.

Per comprendere nel modo migliore le prerogative che i componenti convenzionali devono avere per poter essere adatti all'impiego nelle gamme di frequenze molto elevate, è opportuno esaminarli succintamente e separatamente.

I condensatori

Sappiamo già che, specie per frequenze elevate, la capacità pura non può esistere, in quanto qualsiasi condensatore ha un determinato valore di induttanza in serie, dovuto agli stessi elettrodi che lo costituiscono, ed ai terminali di collegamento. La **figura 12** rappresenta il circuito equivalente di un semplice condensatore convenzionale, nel quale C rappresenta la capacità vera e propria, G la resistenza interna (anche se di migliaia di Mohm, essa è sempre presente), R la resistenza ohmica dei terminali e delle armature, ed L l'induttanza in serie. E' dunque evidente che, affinchè un condensatore possa essere usato nelle apparecchiature di cui ci occupiamo, i valori di R ed L devono essere i più bassi possibile, e quello di G il più alto possibile.

Condensatori fissi — La **figura 13** illustra alcuni tipi di condensatori fissi, adatti al funzionamento nei circuiti di accoppiamento, di disaccoppiamento e di sintonia nelle gamme di frequenze V.H.F. ed U.H.F. Si nota un condensatore ceramico del tipo a bottone (**A**), un compensatore regolabile ad aria, (**B**), un altro tipo detto a cursore, in quanto l'alberello centrale è mobile per variare la capacità (**C**), un condensatore ceramico a pastiglia, con terminali radiali (**D**), ed infine un condensatore cilindrico convenzionale, a dielettrico in ceramica (**E**).

E' importante considerare che un condensatore non si comporta più come tale nei confronti di frequenze superiori alla sua frequenza di risonanza: di conseguenza, si cerca di tenere detta frequenza al valore più alto possibile, tenendo minime le dimensioni, minima la lunghezza dei terminali, massimo l'isolamento, e ricorrendo all'impiego di speciali sostanze come dielettrico.

Condensatori variabili — I condensatori variabili di aspetto convenzionale, come quelli che il lettore ha avuto fino ad ora occasione di conoscere, trovano scarso impiego nel campo delle V.H.F., e sono completamente esclusi nei confronti delle U.H.F. I tipi di impiego comune in queste gamme di frequenze, beninteso nei casi in cui i circuiti accordati non siano costituiti da circuiti a linea del tipo precedentemente descritto, possono essere del tipo detto a farfalla, (vedi **figura 14**). Il circuito esterno viene connesso direttamente ai due settori dello statore. Diversamente da quanto accade nei variabili già noti al lettore, il compito del rotore, che non è connesso direttamente al circuito accordato, consiste semplicemente nel variare la capacità che esiste tra detti settori. In tal modo si evita innanzitutto la necessità di un contatto strisciante, o di una spirale che consenta il contatto diretto col rotore; in secondo luogo, il rotore, che fa parte del circuito solo indirettamente, può essere connesso a massa o meno, a seconda delle esigenze. Il bordo esterno della corona circolare che unisce le due sezioni dello statore, agisce da induttanza, di valore ovviamente corrispondente alla frequenza in gioco. Si può quindi dire che il solo condensatore variabile costituisce di per se stesso l'intero circuito accordato.

La **figura 15** illustra altri due tipi di condensatori variabili, adatti all'impiego nei circuiti di apparecchi funzionanti in V.H.F. o in U.H.F. Ovviamente, in tutti i casi considerati, la capacità massima non è che di qualche picofarad, e la capacità residua deve essere di una piccola frazione di un picofarad.

Le induttanze

Come abbiamo appreso a suo tempo nello studio della capacità e dell'induttanza come grandezze elettriche,

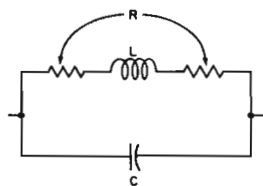



Fig. 16 - Circuito equivalente di una induttanza nei confronti di frequenze elevate. L è l'induttanza vera e propria, R la resistenza ohmica (in serie), e C la capacità distribuita tra le spire.

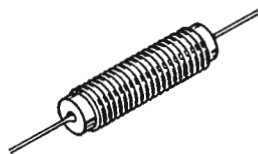



Fig. 17 - Tipo di impedenza per A.F. autorisonante. E' avvolta su di un supporto in ceramica, ed il valore C necessario per la risonanza è dato dalla capacità distribuita.

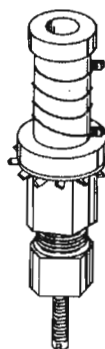



Fig. 18 - Bobina ad induttanza regolabile variando la lunghezza del supporto.

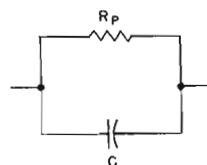



Fig. 19 - Circuito equivalente di una resistenza, nei confronti di frequenze elevate. C rappresenta la capacità tra i terminali, interna ed esterna alla resistenza stessa. I terminali, inoltre, presentano una certa induttanza.

tra due punti qualsiasi, tra i quali esista una differenza di potenziale, sussiste una determinata capacità. Se consideriamo due punti opposti l'uno all'altro su due spire adiacenti di una bobina, possiamo affermare che la differenza di potenziale che tra essi sussiste (a causa della caduta di tensione data sia dalla resistenza ohmica che dalla reattanza), determina a sua volta una capacità. Tutti i valori di capacità, presenti per questo motivo in qualsiasi bobina, costituiscono la *capacità distribuita*, il cui valore è normalmente così piccolo rispetto a quello della capacità di accordo, da poter essere trascurato. Però, nel funzionamento con frequenze particolarmente elevate, l'effetto che ne deriva non può più essere ignorato.

Nelle induttanze impiegate nei circuiti funzionanti in V.H.F. o in U.H.F., le perdite dovute alla capacità distribuita devono essere ridotte ad un valore minimo. La stessa induttanza — inoltre — deve essere realizzata in dimensioni notevolmente piccole per poter risuonare con le piccole capacità usate in tali circuiti, e per mantenere il rapporto *LC* adeguato ad una data applicazione.

Un'unica spira può — in certi casi — avere un valore induttivo sufficiente; tuttavia, si ha un notevole coefficiente di perdita se la lunghezza di quell'unica spira si approssima alla lunghezza d'onda della frequenza di funzionamento. Allorchè ciò si verifica, l'induttanza si comporta come un'antenna, ed irradia una parte dell'energia in essa presente, provocando una diminuzione del fattore di merito *Q*, ed una perdita di potenza.

Questi fattori, spesso in contrasto tra loro, rendono il progetto di tali induttanze più difficile che non quello delle capacità a valore concentrato, precedentemente citate. E' però opportuno ricordare ancora che, per frequenze superiori a 400-500 MHz, le induttanze a valore concentrato sono di scarsa utilità, ed i circuiti risonanti sono generalmente del tipo a caratteristiche distribuite: in tal modo infatti, vengono in parte evitati gli inconvenienti precedentemente citati, ed illustrati — per maggior chiarezza — alla **figura 16**.

La **figura 17** illustra un tipo di bobina, impiegata come impedenza ad Alta Frequenza nei circuiti V.H.F., del tipo cosiddetto autorisonante, in quanto sfrutta la capacità distribuita tra le spire per creare la costante di tempo *LC* che determina appunto la frequenza di risonanza. Il *Q* ha un valore medio, e la frequenza di risonanza corrisponde all'incirca al centro della banda cui la bobina è destinata ad impedire il passaggio.

La **figura 18** illustra un altro tipo di bobina di frequente impiego per frequenze inferiori a 500 MHz. Si tratta di un avvolgimento singolo a solenoide, la cui lunghezza può essere variata agendo sulla vite visibile inferiormente, la cui rotazione sposta il supporto isolante centrale. In tal modo le spire si avvicinano o si allontanano, a seconda del senso di rotazione della vite, consentendo la messa a punto sul valore di induttanza desiderato.

Un altro tipo di impiego comunemente limitato a frequenze inferiori a 200 MHz, è la bobina in aria a spire rigide, del tipo già noto al lettore (vedi pagina 226, figura 1).

Le resistenze

Le conseguenze dell'aumento della frequenza sul funzionamento di alcuni tipi di resistenze sono tali che alcune di esse non possono essere impiegate nei circuiti funzionanti con frequenze di 30 MHz ed oltre. Ad esempio, le resistenze a filo, spesso usate nei circuiti funzionanti con frequenze inferiori, sono in questo campo assolutamente da scartare a causa della inevitabile induttanza del conduttore che le costituisce. Gli unici tipi di comune impiego sono perciò le resistenze chimiche. Esse non hanno — in linea di massima — alcun valore induttivo (se si trascura quello dei terminali, che possono essere tagliati alla lunghezza più opportuna), ma denotano tuttavia una certa capacità parassita, come illustrato alla **figura 19**. Detta capacità è presente tra i due terminali, sia internamente che esternamente al corpo della resistenza.

Una teoria generalmente accettata suggerisce che, in corrispondenza delle frequenze molto alte, una resistenza chimica si comporta come una linea di trasmissione chiusa ad una estremità, avente una lunghezza pari alla metà di quella della resistenza stessa. Le misure compiute in laboratorio sulle resistenze di produzione commerciale hanno dato risultati perfettamente conformi a questa teoria, per frequenze molto elevate. Oltre tale valore, le caratteristiche di funzionamento cominciano a differire da quelle ora citate, a causa delle perdite nel dielettrico che costituisce il materiale di supporto della resistenza propriamente detta. Queste perdite compor-

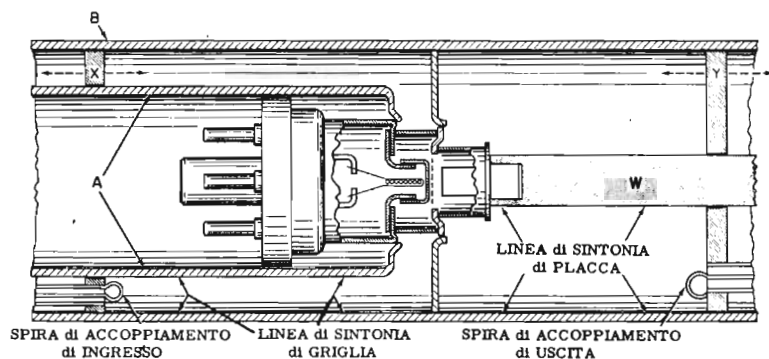



Fig. 20 - Sezione trasversale di una valvola (triodo), adatta al funzionamento con frequenze elevatissime (superiori anche a 1.000 MHz). A e B costituiscono la linea accordata di ingresso (griglia), sintonizzabile mediante spostamento dell'anello di cortocircuito X. W e B costituiscono invece il circuito sintonizzato di placca, accordabile mediante spostamento del disco Y.

tano una diminuzione dell'impedenza effettiva nei confronti della radiofrequenza, tale che — ad esempio — una resistenza da 10.000 ohm (alla corrente continua) può assumere un valore compreso tra 6.700 e 9.100 con una frequenza di 60 MHz, a seconda delle caratteristiche dimensionali e della natura del supporto isolante.

Per questo motivo, nei casi in cui ai capi della resistenza debba essere presente un segnale a frequenza elevata, per evitare l'inconveniente dovuto alla capacità distribuita della resistenza, si adottano tipi di una certa lunghezza, con terminali assiali, senza cioè i contatti con lo strato di carbonio praticati mediante le due spire applicate alle estremità del corpo isolante.

Le valvole

I fattori di maggiore importanza di cui occorre tener conto nella scelta delle valvole adatte all'impiego nei circuiti funzionanti su frequenze molto elevate, sono le dimensioni fisiche degli elettrodi interni, le capacità interelettrodiche, la lunghezza delle connessioni interne tra detti elettrodi ed i piedini di contatto, e la capacità distribuita tra i piedini stessi e tra le connessioni.

Ovviamente, tali caratteristiche hanno effetti trascurabili nei confronti delle frequenze inferiori a 30 MHz. Per contro, oltre questo valore, la loro importanza aumenta proporzionalmente, fino a raggiungere un punto tale per cui le comuni valvole non sono più adatte allo impiego.

Non ci dilungheremo sui tipi di valvole comuni, in quanto — generalmente — sui bollettini informativi forniti dal costruttore, figura anche la massima frequenza per la quale ciascuna di esse risulta adatta. D'altra parte, anche i tipi più moderni non differiscono di molto da quelle normalmente impiegate per i circuiti di cui ci siamo occupati nelle precedenti occasioni. Ci riferiremo invece — sia pure brevemente — a quelle valvole la cui struttura è notevolmente diversa da quella delle valvole normali, e ciò in quanto sono state progettate espressamente per il funzionamento con le frequenze più alte delle gamme in oggetto.

Affinchè la valvola sia adatta per funzionare con frequenze superiori a 50 MHz, è necessario che il tempo di transito, impiegato dagli elettroni per trasferirsi dal catodo alla placca, sia il più possibile ridotto. Ciò è attuabile soltanto se la distanza tra tali elettrodi è minima, ma, in tal caso, è massima la capacità interelettrodica. Per ovviare a questo inconveniente, si adottano valvole speciali aventi elettrodi molto prossimi gli uni agli altri e, contemporaneamente, di minime dimensioni.

Ovviamente, ciò è possibile soltanto quando sia le tensioni che le correnti in gioco sono limitate. Nei casi in cui occorra sviluppare una certa potenza, è necessario adottare altri tipi di valvole, le cui caratteristiche siano tali da consentire una forte differenza di potenziale tra gli elettrodi, unitamente ad una corrente di intensità notevole.

La **figura 20** illustra la sezione trasversale di un triodo amplificatore di potenza adatto all'impiego in un circuito a separazione di griglia, impiegante tratti di linea coassiale costituita con tubi metallici, come circuito sintonizzato di placca e di griglia. L'alto fattore di merito e l'eccellente schermatura, sia del circuito di ingresso che di quello di uscita, consentono il funzionamento di questo tipo di valvola anche su frequenze superiori a 1.000 MHz. Le valvole di questo tipo sono, ad esempio, la *2C40*, la *2C43*, e la *446A*. Il circuito sintonizzato di griglia è un tratto di linea coassiale in quarto d'onda formato da due tubi metallici concentrici contrassegnati *A* e *B* nella figura. Il segnale di ingresso è accoppiato attraverso una spira, che può essere ruotata per variare il grado dell'accoppiamento stesso. La linea è sintonizzabile fino alla frequenza di risonanza, semplicemente spostando l'anello di cortocircuito contrassegnato X verso l'interno o verso l'esterno come indicato dalle frecce tratteggiate. La tensione del segnale di ingresso si sviluppa tra la griglia ed il catodo, ed il segnale amplificato si manifesta ai capi del circuito accordato di placca, costituito dalla linea coassiale in quarto d'onda, formata a sua volta dalla superficie esterna del tubo indicato con *W*, e dalla superficie interna del tubo esterno, indicato con *B*. L'energia del segnale di uscita viene prelevata tramite l'accoppiamento induttivo consentito dalla presenza di una spira di uscita. Il circuito accordato di uscita viene sintonizzato muovendo in avanti o indietro, come indicato dalle frecce, il disco di sintonia contrassegnato Y. L'unico accoppiamento tra il circuito di placca e quello di griglia si verifica attraverso la capacità esistente tra la placca ed il catodo, la quale è molto piccola a causa dell'effetto di schermatura da parte della griglia stessa. Come risultato, non è necessario applicare alcun sistema di neutralizzazione, ed il funzionamento risulta perfettamente stabile.

DOMANDE sulle LEZIONI 145ª e 146ª

N. 1 —
Cosa si intende nel campo delle V.H.F. ed U.H.F. per amplificatore a larga banda?

N. 2 —
Quale relazione sussiste tra la larghezza di banda di un amplificatore ed il suo guadagno?

N. 3 —
Cosa si intende per fattore rumore?

N. 4 —
Quale relazione sussiste tra il fattore rumore di un amplificatore e la larghezza di banda?

N. 5 —
Come può essere definito il fattore di merito di uno stadio amplificatore?

N. 6 —
Tenendo costante l'ampiezza del segnale di ingresso, come varia l'uscita se si aumenta notevolmente la frequenza del segnale amplificato, nel campo delle V.H.F. e delle U.H.F.?

N. 7 —
Quale relazione sussiste, in una valvola, tra la frequenza del segnale, le dimensioni fisiche della valvola, stessa, e la capacità interelettrodica?

N. 8 —
Cosa si intende per « componenti a caratteristica concentrata »? In cosa essi si distinguono da quelli a « caratteristica distribuita »?

N. 9 —
Per quale motivo, nel funzionamento con frequenze molto elevate (ossia superiori a 500 MHz), si preferisce l'impiego dei circuiti a linea risonante, in luogo dei circuiti accordati convenzionali?

N. 10 —
In cosa consiste un condensatore variabile a farfalla? In cosa si distingue da un condensatore variabile normale?

N. 11 —
Quale relazione sussiste tra la capacità distribuita di una bobina e la frequenza di funzionamento?

N. 12 —
Per quale motivo non è possibile l'impiego di resistenze a filo nei circuiti percorsi da segnali ad Alta Frequenza nel campo delle V.H.F. ed U.H.F.?

N. 13 —
Quanti metodi esistono per variare la frequenza di risonanza in un circuito accordato a linea del tipo coassiale?

N. 14 —
Per quale motivo, negli stadi di amplificazione funzionanti con frequenze molto alte, è vantaggioso connettere a massa la griglia?

N. 15 —
In cosa consiste uno stadio amplificatore del tipo detto « cascode »?

N. 16 —
Quali sono le caratteristiche che caratterizzano il triodo nei circuiti di amplificazione a radiofrequenza?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1145

N. 1 — La potenza del trasmettitore, il tipo di antenna adottato, le condizioni atmosferiche e ionosferiche, e la conformazione geografica della zona in cui è installato il trasmettitore.

N. 2 — Si: nonostante la polarizzazione verticale, si ha irradiazione anche in tutte le direzioni orizzontali.

N. 3 — Subiscono una notevole attenuazione che aumenta con l'aumentare della frequenza: oltre un certo limite, esse sono inutili agli effetti pratici, per cui le comunicazioni si basano sulle sole onde dirette.

N. 4 — La linea di orizzonte radio è quella immaginaria che si ottiene supponendo che il diametro del globo terrestre sia pari a 1,33 volte quello effettivo.

N. 5 — Soltanto quando l'antenna ricevente è rivolta verso un ostacolo di dimensioni sufficienti per intercettare le onde in arrivo. In tal caso la ricezione avviene egualmente grazie alla retro-riflessione da parte dell'ostacolo stesso verso l'antenna ricevente.

N. 6 — Lo sfruttamento dei fenomeni di diffrazione e di dispersione per le comunicazioni a lunga distanza, oltre l'orizzonte.

N. 7 — L'indice di rifrazione è il rapporto tra la velocità di propagazione di un determinato segnale in quel mezzo, e la velocità nel vuoto.

N. 8 — Un'antenna ad irradiazione trasversale consta di due o più elementi in parallelo, distanziati di una metà della lunghezza d'onda, e alimentati in fase.

N. 9 — Un'antenna con irradiazione alle estremità consta di due o più elementi come nel caso precedente, ma alimentati in opposizione di fase (con sfasamento di 180 gradi).

N. 10 — La presenza di elementi paralleli all'elemento attivo, che prendono parte solo passivamente al funzionamento dell'antenna, in quanto non sono in contatto diretto col trasmettitore o col ricevitore.

N. 11 — L'elemento riflettore è più lungo dell'elemento irradiante, mentre l'elemento direttore è più corto. La differenza non supera — in genere — il 5%.

N. 12 — Un'antenna « Yagi » consta di un elemento irradiante, di un elemento riflettore dietro ad esso, e di più elementi direttori dal lato opposto. Questi ultimi hanno una lunghezza progressivamente minore, mano a mano che si allontanano dall'elemento attivo.

N. 13 — L'aumento del diametro del conduttore comporta un aumento di ampiezza della gamma di frequenze entro la quale il funzionamento dell'antenna è pressochè lineare.

N. 14 — Deve essere pari a diverse volte la lunghezza d'onda del segnale trasmesso o ricevuto.

N. 15 — La necessità di una potenza minore (in quanto tutta l'energia irradiata viene concentrata in una unica direzione), e la maggiore portata.

N. 16 — Sporadicamente, quando le condizioni della ionosfera sono anormali, tali cioè da dare fenomeni di riflessione utili agli effetti della propagazione; in condizioni normali nè la riflessione nè la rifrazione sono sufficienti a far tornare le onde sulla terra.

TRASMETTITORE e RICEVITORE DILETTANTISTICI per la banda 144-146 MHz

Da quanto esposto nelle due lezioni precedenti, il lettore ha certamente potuto rendesi conto del fatto che la costruzione di apparecchi trasmittenti o riceventi funzionanti nelle gamme V.H.F. è alquanto difficile, sia per la notevole influenza che i diversi elementi esercitano uno sull'altro nei circuiti accordati, sia per la criticità dei componenti stessi, come le induttanze e le capacità dei circuiti.

Date le caratteristiche intrinseche delle bobine, è ovvio che una differenza di qualche millimetro nella lunghezza di una di esse può compromettere il valore della frequenza di accordo; per effettuare una buona messa a punto, occorrerebbe disporre di apparecchiature di misura del tutto particolari, che sono prerogativa di pochi laboratori dell'industria.

Per questo motivo, abbiamo ritenuto opportuno, per presentare apparecchiature atte a queste frequenze (trasmissione e ricezione sulla banda radiantistica di 144-146 MHz), basarci su complessi reperibili in commercio già montati e — in parte — pretarati. Ciò — tuttavia — non significa che il lettore non possa ricavarne alcun vantaggio didattico, in quanto — come vedremo — tali dispositivi necessitano di un adeguato completamento (alimentazione, modulazione, antenna, ecc.).

Il TRASMETTITORE

Fig. 1 - Aspetto del trasmettitore finito. Si notano le tre valvole, il cristallo (intercambiabile), e la striscia per i collegamenti esterni.

L'aspetto esteriore di questo apparecchio è illustrato alla **figura 1**. Si nota la presenza di tre valvole e di un cristallo di quarzo, montati su di un piccolo telaio di forma rettangolare, munito di una basetta di ancoraggio in bachelite, per le connessioni con l'alimentatore e con il modulatore.

La costruzione di un oscillatore a frequenza variabile (V.F.O.), del tipo di quello descritto a pagina 1069, avente caratteristiche tali da assicurare una stabilità sufficiente per queste frequenze, presenta particolari difficoltà, che — ripetiamo — non possono essere superate se non con speciali accorgimenti e con l'impiego di apparecchiature ingombranti e costose. In tal caso — infatti — oltre alla stabilizzazione delle tensioni di alimentazione, sarebbero necessarie la compensazione della deriva termica, la presenza di stadi separatori, ed una frequenza molto bassa delle oscillazioni prodotte inizialmente.

Per questi motivi, sulla scorta delle esperienze fatte da molti radioamatori nei confronti di vari tipi di apparecchi funzionanti appunto su tali frequenze, abbiamo preferito suggerire al lettore l'impiego di un oscillatore del tipo con cont·ollo a cristallo.

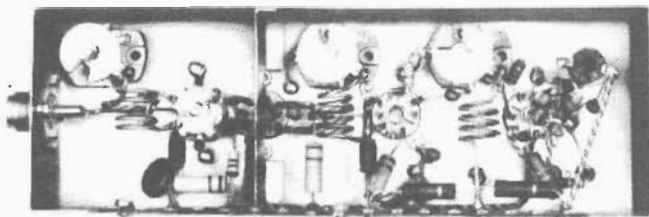



Fig. 2 - Fotografia del telaio interamente montato, e visto dal di sotto. La disposizione dei componenti è razionale e studiata in modo da rendere minima la reciproca influenza.

La **figura 2** illustra l'apparecchio interamente montato, visto dal di sotto. Le sue caratteristiche sono le seguenti:

Gamma di frequenze: 144 - 146 MHz.

Potenza di uscita: 12 watt.

Impedenza di uscita: 52 - 75 ohm.

Tipo di cristallo: FT, frequenza compresa tra 8.000 e 8.111 kHz.

Valvole impiegate: una ECF80, una EL84 ed una QQE 03/12.

Alimentazione anodica dei prestadi: 250 volt, 50 milliampère.

Alimentazione anodica stadio finale: 250 volt, 70 milliampère.

Realizzazione: su telaio, con contattiera esterna.

Presa di uscita: per cavo coassiale.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

L'oscillatore consiste nella sezione pentodo della valvola *ECF80*, montata in un circuito a reazione catodica, (**figura 3**), che si verifica attraverso un partitore capacitivo costituito da *C*1 e *C*2. Poichè, attraverso gli stadi successivi, avvengono complessivamente 18 moltiplicazioni di frequenza (due volte la frequenza viene triplicata, ed una volta raddoppiata), la frequenza naturale del cristallo di quarzo impiegato deve essere compresa tra 8.000 e 8.111 kHz: quarzi di questo tipo sono facilmente reperibili in commercio.

Il primo stadio ora citato provvede, oltre alla produzione delle oscillazioni alla frequenza stabilita dalle caratteristiche del cristallo, anche alla prima triplicazione della frequenza: infatti, il circuito accordato di placca, costituito da *L*1 e da *C*4, è accordato su una frequenza dell'ordine di 24 MHz. La frequenza esatta di accordo viene stabilita agendo sul nucleo di *L*1, che può essere spostato all'interno o all'esterno della bobina stessa, a seconda delle esigenze.

La seconda triplicazione di frequenza viene effettuata ad opera della sezione triodo della *ECF80*, il cui circuito di placca è accordato appunto su una frequenza dell'ordine di 72 MHz ($24 \times 3 = 72$). L'esatta frequenza di accordo di questo circuito accordato (*L*2-*C*8) viene stabilita regolando opportunamente la capacità *C*8.

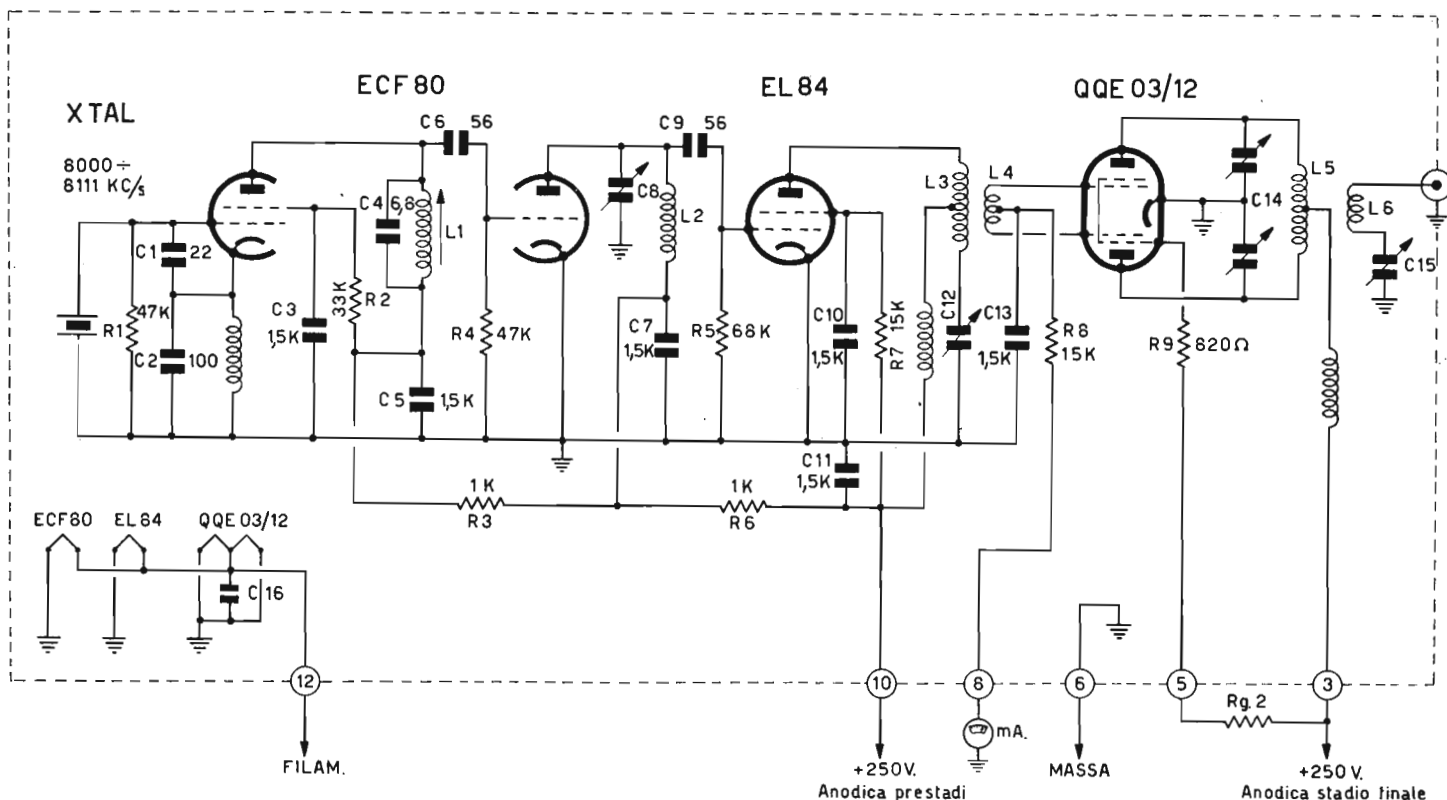



Fig. 3 - Circuito del trasmettitore. La frequenza di oscillazione (del cristallo), subisce complessivamente diciotto moltiplicazioni. I numeri nei circoletti sono riferiti alla striscia laterale per i collegamenti.

L'ultima moltiplicazione (duplicazione) di frequenza viene effettuata dalla valvola *EL84*, il cui circuito di uscita (*L*3 - *C*2) funziona appunto sulla frequenza di 144 MHz (72 × 2 = 144), con possibilità di taratura agendo su *C*12. Questo stadio ha anche il compito di elevare l'ampiezza del segnale proveniente dallo stadio precedente, fino ad un valore sufficiente per pilotare lo stadio finale. Quest'ultimo consta di un moderno doppio tetrodo, tipo *QQE 03/12*, montato in circuito « push-pull ». La tabella che segue ne elenca le caratteristiche più salienti, relative all'impiego in classe *C*, con funzionamento intermittente.

Tensione anodica	250	volt
Corrente anodica	72	milliampère
Tensione di griglia schermo	200	volt
Corrente di griglia schermo	3	milliampère
Corrente di griglia controllo	2,4	milliampère
Potenza di alimentazione	18,5	watt
Potenza di uscita	12	watt
Massima frequenza di funzionamento	200	Megahertz
Tensione di accensione	6,3	volt
Corrente di accensione	0,82	ampère

Il segnale a radiofrequenza viene prelevato all'uscita della valvola *EL84* mediante una bobina di tre spire, accoppiata induttivamente alla bobina di carico anodico della valvola stessa. Questa bobina, provvista di presa centrale, porta il segnale contemporaneamente — ed in opposizione di fase — sulle due griglie della doppia valvola finale *QQE 03/12*. Nel circuito di uscita di quest'ultima valvola è presente la bobina di carico *L*5, anch'essa munita di presa centrale per la connessione alla sorgente di tensione anodica; la bobina risuona sulla frequenza stabilita, compresa tra 144 e 146 MHz, grazie alla possibilità di regolazione del doppio compensatore a farfalla, *C*14. *L*6 e *C*15 costituiscono un circuito accordato, risonante in serie, mediante il quale l'energia a radiofrequenza di uscita viene prelevata induttivamente, ed accoppiata al carico esterno. Questo potrà essere un'antenna a dipolo del tipo che più avanti descriveremo, oppure un ulteriore stadio amplificatore di potenza (valvola tipo *829B*, *QQE06/40* o altra similare), nel qual caso — ovviamente — si disporrà di una potenza maggiore.

La presenza della capacità variabile *C*15 si dimostrerà particolarmente utile durante le operazioni di messa a punto, in quanto, in entrambi i casi, permette di adattare il circuito di uscita consentendo la risonanza di questo con valori relativamente diversi dell'impedenza del carico applicato. E' in tal modo possibile ottenere il massimo trasferimento di energia.

La **figura 4** illustra il telaio visto dall'alto: è indicata la posizione delle valvole e del cristallo di quarzo (intercambiabile), nonchè quella dei fori attraverso i quali sono accessibili i componenti variabili (capacità *C*8, *C*12, *C*14, *C*15 e nucleo di *L*1), mediante i quali viene effettuata la messa a punto.

MESSA a PUNTO

Come si è detto all'inizio, questo dispositivo è disponibile in commercio già montato e collaudato, ma privo di alimentatore. Ovviamente, all'atto dell'installazione, occorrerà innanzitutto assicurarsi che le tensioni applicate ai vari elettrodi delle valvole siano quelle prescritte; a tale scopo riportiamo una tabella, nella quale sono appunto elencate tali tensioni, che dovranno essere riscontrate effettuando la misura con uno strumento da 20.000 ohm per volt, e che potranno differire del 10% in più o in meno, per i motivi ben noti al lettore.

La **figura 5** rappresenta il telaio, osservato di lato, in modo da rendere perfettamente visibile la basetta di an-

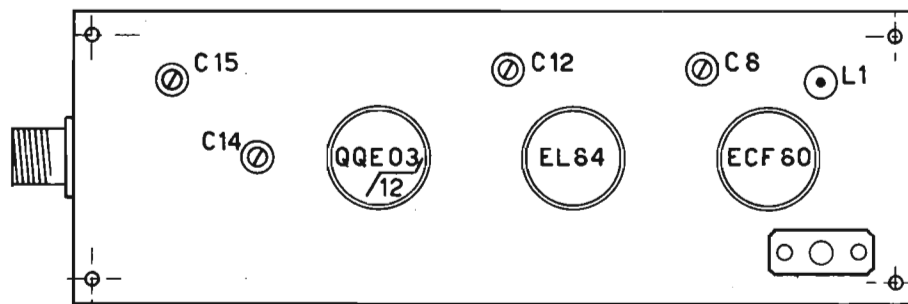



Fig. 4 - Pianta del telaio visto dall'alto. E' contrassegnata la posizione delle tre valvole, nonchè quella dei componenti sui quali occorre intervenire durante le operazioni di messa a punto. Il bocchettone visibile a sinistra costituisce l'uscita (coassiale), che può essere connessa all'antenna, o all'ingresso di un ulteriore stadio amplificatore di potenza.

coraggio a 17 posti. Per comodità di riferimento, le pagliette di contatto vengono considerate nell'ordine da sinistra a destra: di conseguenza, la prima a sinistra corrisponde al contatto N. 1, la seconda al N. 2, e così via.

VALVOLA	TENSIONE ANODICA	TENSIONE di SCHERMO	CORRENTE ANODICA
ECF80 (pentodo)	220 V	150 V	10 mA
ECF80 (triodo)	230 V	—	10 mA
EL84	250 V	200 V	34 mA
QQE 03/12	200 V 250 V	175 V 200 V	60 mA 72 mA

Per il collaudo e la messa a punto è conveniente osservare la seguente procedura:

— Connettere la tensione alternata di 6,3 volt tra i contatti 6 (massa) e 12 (filamenti).

— Applicare, tra il contatto 8 (ritorno di griglia del doppio tetrodo finale), e la massa (6), un milliamperometro avente una portata di 5 o 10 milliampère fondo scala, come illustrato alla figura 5.

— Dopo aver inserito il cristallo di quarzo disponibile nello zoccolo relativo, connettere la tensione anodica ai soli prestadi, applicando al contatto 10 l'uscita di un alimentatore che possa fornire una tensione di 250 volt, 60 milliampère. Ovviamente, il lato negativo di detto alimentatore dovrà essere connesso a massa.

— Ciò fatto, si noterà da parte del milliamperometro la indicazione di una certa corrente, che scorre nei due circuiti di griglia della valvola *QQE*03/12. A questo punto è necessario perfezionare l'accordo sulla frequenza caratteristica del cristallo usato. A tale scopo regolare il nucleo di *L*1 (vedi figura 4) e i due com pensatori *C*8 e *C*12, fino ad ottenere la massima lettura, che dovrà essere di 4 o 5 milliampère. Ciò fatto, si può effettuare la messa a punto dello stadio finale.

— Connettere tra i contatti 3 e 5 una resistenza da 15 kohm, 1 watt.

— Applicare tra il contatto 3 e la massa, la tensione anodica dello stadio finale (con valore, momentaneataneamente inferiore, di 200 volt, 70 milliampère), attraverso un milliamperometro avente una portata di 100 milliampère fondo scala.

— Per portare in risonanza il circuito volano compreso tra due placche della valvola finale, agire con un cacciavite ad impugnatura isolata, sul perno del compensatore a farfalla C14. Il raggiungimento della frequenza di risonanza sarà denunciato dal fatto che, in tali condizioni, il milliamperometro in serie all'alimentazione dello stadio finale denuncerà una brusca diminuzione della corrente anodica. Ad esempio, se la tensione anodica applicata allo stadio finale è di 200 volt (ed è bene iniziare con un valore basso data l'assenza di carico in uscita), la corrente anodica, dal valore di circa 60 milliampère in condizioni di non risonanza, scenderà a circa 20 - 30 milliampère in risonanza.

— A questo punto è consigliabile applicare un carico all'uscita, che potrà essere l'antenna, l'ingresso ad uno stadio supplementare, o una comune lampadina

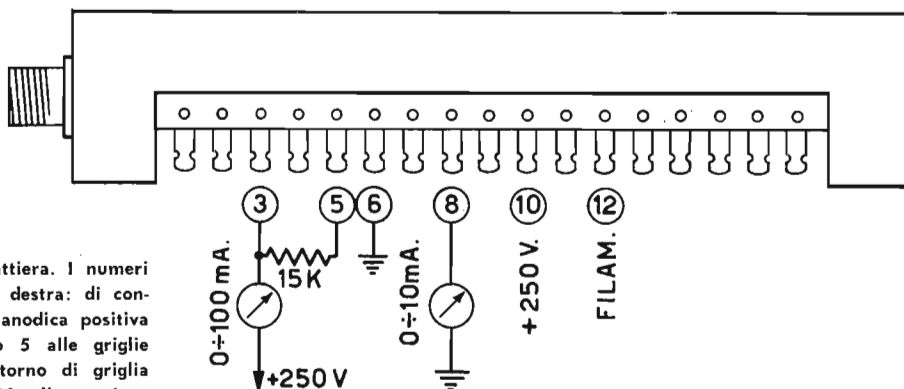



Fig. 5 - Vista laterale del telaio e della contattiera. I numeri di riferimento vanno considerati da sinistra a destra: di conseguenza, il contatto 3 fa capo alla tensione anodica positiva (attraverso il milliamperometro), il contatto 5 alle griglie schermo della finale, 6 alla massa, 8 al ritorno di griglia della finale, 10 all'anodica dei prestadi, e 12 alla tensione di accensione dei filamenti.

da 15 - 20 watt. In seguito a ciò, la variazione di corrente anodica in corrispondenza della frequenza di risonanza sarà meno pronunciata, ma sempre apprezzabile. Facciamo presente che, una volta data la tensione anodica allo stadio finale, la corrente di griglia misurata col primo milliamperometro diminuisce; tuttavia, essa non deve comunque scendere al di sotto del valore di 2,5 milliampère circa. A tale scopo potrà essere opportuno ritoccare C12, ed eventualmente variare di poco il grado di accoppiamento tra *L*3 ed *L*4, spostandole leggermente l'una rispetto all'altra nei due sensi, fino a trovare la posizione migliore.

Fig. 6 - Semplice dipolo, realizzato con un segmento di piattina da 300 ohm, adatto per effettuare le prime prove. E' riportata la lunghezza degli elementi. La apertura al centro corrisponde alla distanza tra i due conduttori della piattina.

— Il compensatore C15 deve essere regolato per ottenere il massimo trasferimento di energia dal circuito di placca (volano) al carico applicato. Esso dovrà essere regolato a carico inserito, osservando l'entità della variazione di corrente della valvola finale, e tenendo presente che la diminuzione sarà più pronunciata in condizioni di non risonanza (C15 mal regolato) che in condizioni di risonanza. Ad esempio, con una tensione anodica allo stadio finale pari a 200 volt, col carico inserito, e con C15 regolato correttamente, la corrente anodica, invece di scendere al valore precedentemente citato di circa 25 milliampère, scenderà al valore di 50 mA circa.

Facciamo inoltre presente che, con una tensione allo stadio finale di 200 volt, la massima potenza ottenibile in uscita ammonta a circa 7 watt, mentre, applicando in seguito (a carico inserito) la massima tensione di 250 volt, la potenza ottenibile sale a circa 12 watt effettivi.

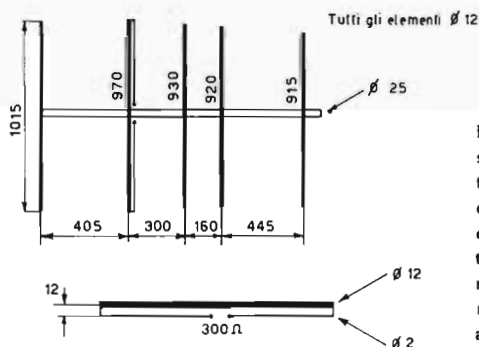



Fig. 7 - Dati costruttivi di un'antenna direttiva, adatta alla gamma di frequenze del trasmettitore. Sono riportate tutte le misure necessarie alla realizzazione.

Non ci dilunghiamo sulla descrizione di un dispositivo di modulazione, in quanto qualsiasi amplificatore di Bassa Frequenza, avente una potenza di uscita di circa 10 - 15 watt, è adatto allo scopo. Ovviamente, esso dovrà essere dotato in uscita di un trasformatore di modulazione, avente al secondario un valore di impedenza di 3.500 ohm. Tale secondario dovrà essere connesso in serie alla tensione anodica di alimentazione dello stadio finale, e precisamente tra il terminale positivo dell'alimentatore, ed il contatto N. 3 del trasmettitore. In tal modo la modulazione viene effettuata sia sulla placca che sullo schermo.

L'ANTENNA

Possiamo suggerire, per le prime prove, un semplice dipolo ripiegato, realizzato con un tratto di piattina da 300 ohm, facilmente reperibile in commercio, così come illustrato alla **figura 6**. Ovviamente, per ottenere risultati migliori, è consigliabile l'uso di un'antenna direttiva a più elementi. Un esempio di tale antenna, che il lettore potrà eventualmente costruire da sè, è illustrato alla **figura 7**. Essa è realizzata con tubo di alluminio o (meglio ancora) *anticorodal*, del diametro di 12 millimetri. L'impedenza al centro è di 300 ohm.

Per la linea di trasmissione, potrà essere usata una piattina da 300 ohm, oppure un cavo coassiale da 75 ohm. In entrambi i casi, è molto importante, ai fini del rendimento, e quindi della portata del trasmettitore, effettuare con cura l'adattamento dell'impedenza tra il trasmettitore, la linea, e l'antenna vera e propria.

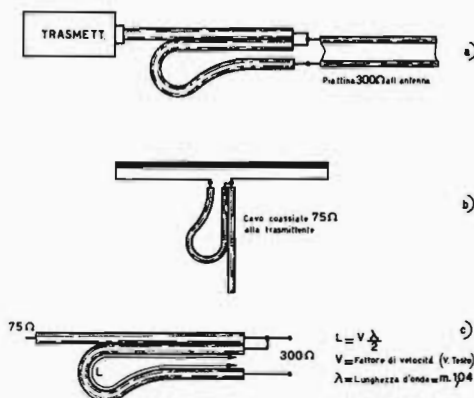



Fig. 8 - Due metodi per adattare l'impedenza di una piattina da 300 ohm all'uscita a 75 ohm del trasmettitore, o un cavo coassiale da 75 ohm ad un'antenna da 300 ohm. In basso è riportata la formula per il calcolo della lunghezza dell'ansa, in funzione delle caratteristiche intrinseche del cavo coassiale adottato.

La **figura 8** illustra i due casi (piattina da 300 ohm, e cavo coassiale da 75 ohm). Si rammenti che l'impedenza di uscita del trasmettitore è di 75 ohm, per cui, nel caso che si usi la piattina, occorre un adattatore di impedenza tra il trasmettitore e la linea (figura 8-**A**); nel caso che si usi il cavo coassiale, invece, l'adattatore va inserito tra il cavo (75 ohm), e l'antenna (300 ohm), come in figura 8-**B**.

La figura 8-**C** illustra infine un semplice adattatore di impedenza, realizzabile con spezzoni di cavo coassiale da 75 ohm. Il fattore di velocità *V*, indicato in figura, è dato per ogni tipo di cavo dalla casa costruttrice, e corrisponde, in genere, a 0,66 per i cavi normali, ed a 0,82 per i cavi in politene espanso. In base a tale fattore si calcola la lunghezza dell'ansa che consente lo adattamento.

Il RICEVITORE

Il convertitore che qui presentiamo, il cui aspetto esterno è illustrato alla **figura 9**, consente di ricevere, con l'aiuto di un altro ricevitore supereterodina, le trasmissioni dilettantistiche effettuate sulla medesima gamma di frequenze sulla quale funziona il trasmettitore precedentemente descritto. Ecco le caratteristiche:

Gamme di funzionamento: 144 - 146 MHz.

Frequenza di uscita, a scelta, 14 - 16 MHz, oppure 26 - 28 MHz.

Guadagno: 42 dB.

Risposta: lineare entro 3 dB su tutta la gamma.

Fattore rumore: 3,5 dB.

Impedenza di ingresso: 52 - 75 ohm.

Valvole impiegate: EC86, ECC88, ECC85, ECC81.

Alimentazione anodica: 180 volt, 55 milliampère.

Alimentazione filamenti: 6,3 volt, 1,3 ampère.

Come si è detto a suo tempo, in questi casi è par-

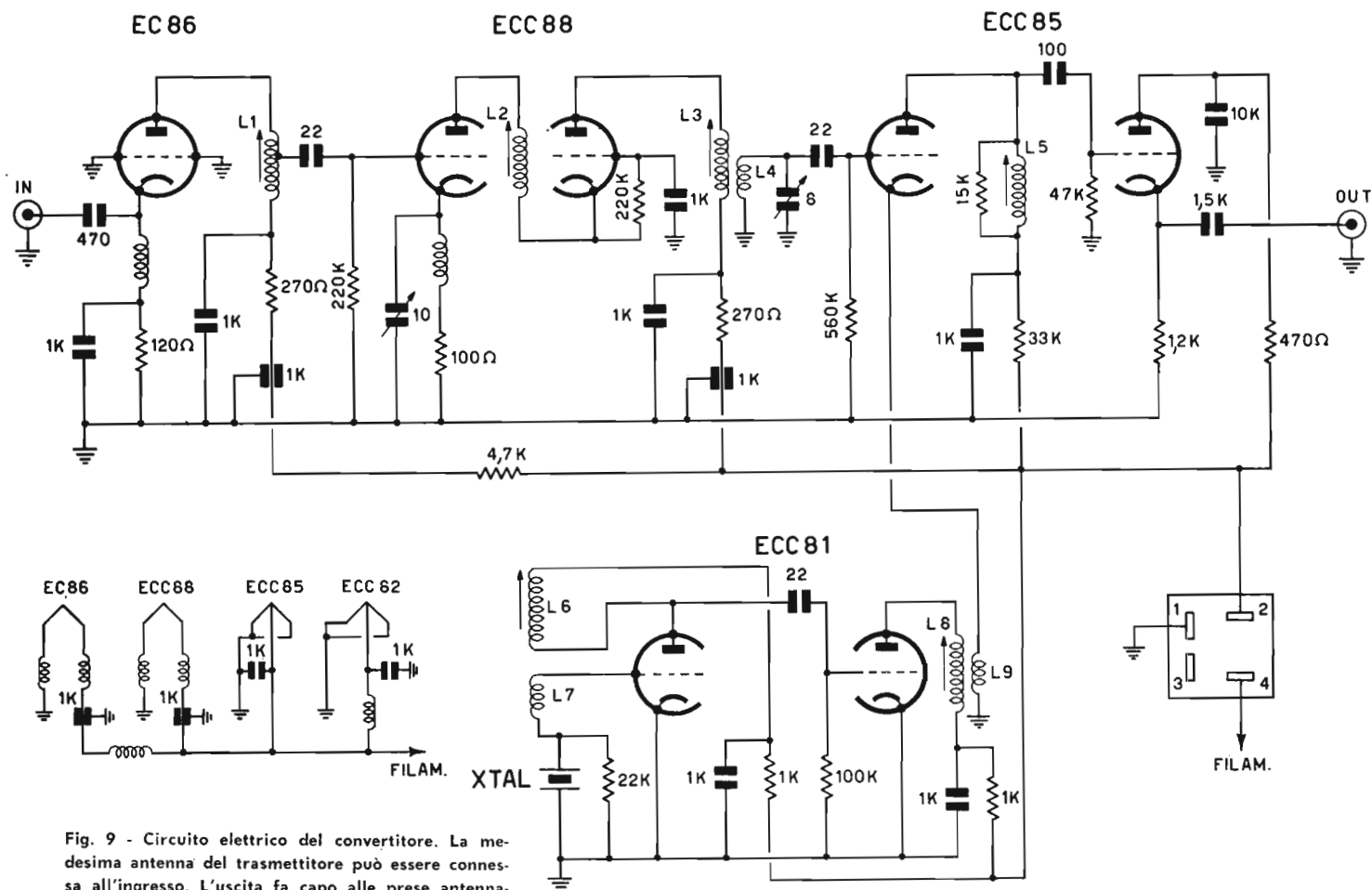



Fig. 9 - Circuito elettrico del convertitore. La medesima antenna del trasmettitore può essere connessa all'ingresso. L'uscita fa capo alle prese antenna-terra di un ricevitore dotato di gamma delle O.C

ticolarmente utile ricorrere alla doppia conversione di frequenza, migliorando in tal modo sia la stabilità che la sensibilità e la selettività del ricevitore.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

In ogni convertitore funzionante su questa gamma di frequenze è possibile distinguere tre sezioni principali: l'amplificatore a larga banda, lo stadio convertitore-mescolatore, e l'oscillatore locale. Nel nostro caso, lo amplificatore a larga banda consta di due valvole: la *EC86* già citata, ed una *ECC88* (doppio triodo) montata in un circuito del tipo « cascode ».

La valvola *EC86*, la cui impedenza è di ben 14 mA/V, oltre che ad amplificare il segnale, provvede — ripetiamo — a mantenere ad un valore basso il fattore rumore. Ad essa, ed alla valvola successiva, è anche affi-

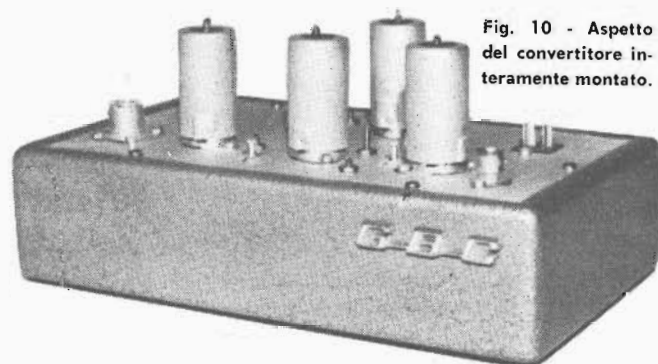
Fig. 10 - Aspetto del convertitore interamente montato.

dato il compito di assicurare la voluta larghezza di banda, ossia il responso lineare su tutte le frequenze comprese tra 144 e 146 MHz. Questo risultato è stato raggiunto sia mediante un accurato smorzamento dei circuiti accordati *L1* ed *L3*, sia mediante una accurata messa a punto.

Nello stadio convertitore (prima sezione della valvola *ECC85*), avviene la mescolazione del segnale in arrivo dall'antenna con quello prodotto dall'oscillatore locale. Anche per questo stadio si è ricorso all'impiego di un triodo per contenere al minimo il fruscio di conversione.

L'induttanza *L5*, presente nel circuito di placca della convertitrice è accordata sulla frequenza di uscita.

Il secondo triodo della *ECC85* è montato in circuito ad accoppiamento catodico (« cathode follower ») il cui compito è nel medesimo tempo quello di agire da stadio separatore, e di effettuare l'adattamento di impedenza tra il convertitore ed il ricevitore applicato all'uscita.

L'oscillatore locale consta anch'esso di un doppio triodo, tipo *ECC81*; la prima sezione oscilla con un circuito controllato a quarzo (per la massima stabilità di frequenza), e la seconda effettua la necessaria moltiplicazione di frequenza per portare la frequenza locale al valore necessario.

Il dispositivo non comprende l'alimentatore, per cui occorre una sorgente di alimentazione esterna, di facile costruzione sulla scorta dei dati enunciati nelle caratteristiche generali. Agli effetti dell'impiego pratico, è sufficiente connettere l'uscita del convertitore all'entrata del ricevitore esterno (tra antenna e terra), mediante un cavetto schermato avente la minima lunghezza. Il ricevitore dovrà essere predisposto per la ricezione della gamma di frequenze disponibile all'uscita del convertitore. Dato il responso lineare entro i due limiti dichiarati, la sintonia — ripetiamo — verrà effettuata agendo esclusivamente sul comando del ricevitore.

AVVISO a tutti i lettori

Come previsto nel nostro programma di pubblicazione, il fascicolo N. 52 concluderà questa prima edizione del « Corso ».

In detto fascicolo troveranno posto, tra l'altro, le pagine dell' « errata corrige ». Per non sacrificare ulteriormente o addirittura dover omettere il contenuto tecnico del numero stesso (lezioni sulle applicazioni dell'elettronica all'industria) abbiamo raccolto in un ulteriore, apposito fascicolo (N. 53) l'Indice generale del testo, l'Indice delle tabelle e l'Indice analitico, completando con frontespizi e pagine di risguardia necessarie per conferire alla raccolta (specialmente in caso di rilegatura) tutte le caratteristiche di un libro.

Il citato N. 53 sarà posto in vendita regolarmente, una settimana dopo il N. 52 e **sarà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento all'intero «Corso di TELEVISIONE»**. A tale scopo rendiamo note le condizioni di abbonamento a questo nuovo «Corso».

ABBONAMENTO ALL'INTERO « Corso di TELEVISIONE » . . . . **Lire 4.795** (I.G.E. compresa).
ABBONAMENTO a 18 fascicoli — 1/2 Corso — . . . . **Lire 2.550** (I.G.E. compresa).

I versamenti devono essere effettuati come segue:
« Corso di Televisione » — via dei Pellegrini 8/4 — Conto Corrente Postale 3/8232 — Milano.